

---

А. Б. АПАРОВ  
В. Г. ЕРЕМЕНКО  
И. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ

# Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии



А. Б. АПАРОВ  
В. Г. ЕРЕМЕНКО  
И. Б. НЕГНЕВИЦКИЙ

# ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ НИЗКОВОЛЬТНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ



МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1978

ББК 31.264.5

А 76

УДК 621.314.632:621.382.3

Апаров А. Б. и др.

А 76 Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии./Апаров А. Б., Еременко В. Г., Негневицкий И. Б.—М.: Энергия, 1978.—96 с., ил.

25 к.

В книге рассмотрены магнитно-транзисторные преобразователи постоянного напряжения для маломощных низковольтных источников электрической энергии, позволяющие получить повышенный к. п. д. Приведена методика расчета трансформатора, транзисторно-диодной части и преобразователя в целом на максимум к. п. д. Кратко изложены вопросы надежности и схемы резервирования.

Книга предназначена для инженеров, занимающихся исследованием и разработкой транзисторных преобразователей, а также может быть полезна студентам старших курсов соответствующих специальностей.

А  $\frac{30307-305}{051(01)-78}$  73-78

ББК 31.264.5

6П2.1.082

© Издательство «Энергия», 1978 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В последние годы большое внимание уделяется созданию маломощных (0,1—30 Вт) автономных источников электрической энергии, обладающих длительным сроком службы (1—10 лет), высокой надежностью и способностью работать без технического обслуживания. Такие источники необходимы, например, для питания аппаратуры метеорологических станций, расположенных в труднодоступных и отдаленных незаселенных районах земного шара, океанологических и навигационных устройств и т. д. Ряд таких источников описан в [Л. 1—8].

Особенностями автономных источников питания с длительным сроком службы являются их высокая стоимость, а также большие масса и габариты. Эти особенности предъявляют жесткие требования к к. п. д. преобразователя, поскольку его увеличение при заданной мощности нагрузки позволяет уменьшить требуемую мощность источника и, следовательно, его стоимость, массу и габариты. Стоимость, габариты и масса преобразователя напряжения обычно несоизмеримо малы по сравнению с соответствующими параметрами первичного источника питания. Вследствие этого повышение к. п. д. преобразователя ведет к снижению стоимости, габаритов и массы всего источника питания в целом.

Преобразователь напряжения должен в течение длительного времени работать в условиях, полностью исключающих возможность технического обслуживания. Вследствие этого высокая надежность, так же как и высокий к. п. д., является основным требованием, предъявляемым к преобразователям для таких источников.

Несмотря на большое количество статей и книг по транзисторным преобразователям и их проектированию, вопросы преобразования низкого постоянного напряжения с высокими к. п. д. и надежностью не нашли в них достаточного отражения. В данной книге частично восполняется этот пробел.

Авторы весьма признательны за ценные замечания и предложения рецензенту канд. техн. наук О. И. Хасаеву и редактору канд. техн. наук Б. Н. Иванчуку, проделавшему большую работу при редактировании рукописи.

Все замечания по книге авторы примут с благодарностью и просят направлять их по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

*Авторы*

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ НАГРУЗКИ

## 1-1. Общие положения

В транзисторных преобразователях изменение уровня постоянного напряжения осуществляется в результате трех последовательных операций:

- 1) инвертирования — преобразования постоянного напряжения в переменное;
- 2) трансформирования — преобразования переменного напряжения одного уровня в переменное напряжение другого уровня;
- 3) выпрямления — преобразования переменного напряжения в постоянное.

Структурная схема транзисторного преобразователя постоянного напряжения приведена на рис. 1-1.

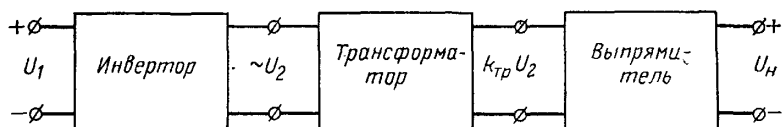


Рис. 1-1. Структурная схема транзисторного преобразователя постоянного напряжения.

Принцип действия транзисторного преобразователя рассмотрим на примере двухтактной однотрансформаторной схемы с самовозбуждением, так называемой схемы Ройера (рис. 1-2,а) [Л. 9]. Схема содержит работающие в ключевом режиме транзисторы  $T_1$  и  $T_2$ , трансформатор  $Tr$ , магнитопровод которого выполнен из магнитомягкого материала с прямоугольной петлей гистерезиса (рис. 1-2,б), выпрямительный мост  $D$  и конденсатор  $C$ , сглаживающий пульсации напряжения на нагрузке  $R_H$ .

Трансформатор  $Tr$  имеет три обмотки: первичную  $w_1$  (коллекторную), обратной связи  $w_b$  (базовую) и вторичную  $w_2$ . Первичная обмотка и обмотка обратной связи выполнены из двух полуобмоток с выведенной средней точкой.

При открытом (насыщенном) транзисторе  $T_1$  напряжение источника питания  $U_1$  приложено (если пренебречь относительно малым напряжением на открытом

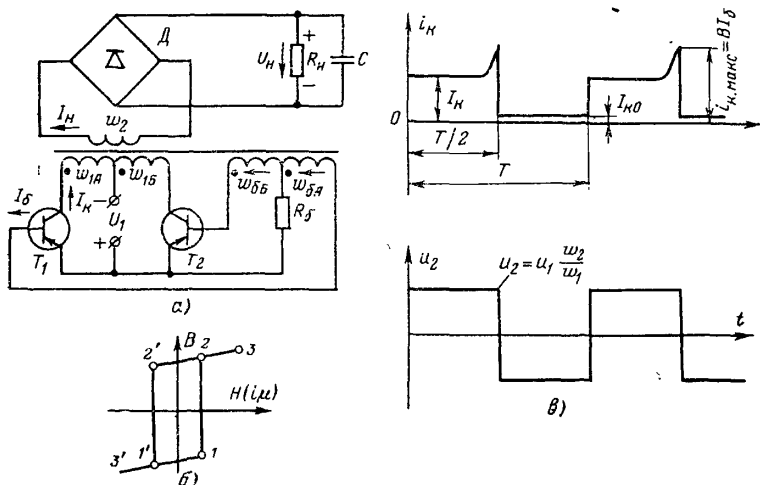


Рис. 1-2. Двухтактный однотрансформаторный преобразователь с самовозбуждением.

транзисторе) к первичной полуобмотке  $w_{1A}$  и создает на базовых обмотках  $w_{bA}$  и  $w_{bB}$  напряжения с полярностью, указанной на рис. 1-2,а, поддерживающие транзистор  $T_1$  в открытом, а транзистор  $T_2$  в закрытом состоянии (в режиме отсечки). При этом напряжение на вторичной обмотке

$$U_2 = U_1 (w_2 / w_1), \quad (1-1)$$

где  $w_1$  — число витков первичной полуобмотки;  $w_2$  — число витков вторичной обмотки.

Под действием напряжения, приложенного к первичной полуобмотке, магнитопровод трансформатора перемагничивается по участку 1—2 петли гистерезиса (рис. 1-2,б). В момент насыщения трансформатора  $Tr$

(точка 2, рис. 1-2,б) резко возрастает его намагничивающий ток (ток коллектора  $T_1$ ). По достижении коллекторным током значения

$$I_{к.макс} = BI_б,$$

здесь  $B$  — коэффициент усиления;  $I_б$  — ток базы открытого транзистора, транзистор  $T_1$  выходит из состояния насыщения, падение напряжения на нем увеличивается, а напряжения на обмотке  $\omega_{1A}$  и на всех остальных обмотках резко уменьшаются. Последнее приводит к уменьшению коллекторного тока открытого транзистора. При этом рабочая точка движется по участку 3—2 петли гистерезиса и напряжение на обмотках трансформатора меняет знак; транзистор  $T_1$  закрывается, открывается транзистор  $T_2$ . После этого магнитопровод трансформатора перемагничивается по участку 2'—1' петли гистерезиса, и все процессы в схеме повторяются.

Ток коллектора открытого транзистора складывается из приведенных к первичной обмотке тока нагрузки  $I'_н$  и базового тока  $I'_б$ , а также намагничивающего тока трансформатора  $i_{\mu}$ . Поскольку значения токов  $I'_н$  и  $I'_б$  в пределах полупериода постоянны, а петля гистерезиса близка к прямоугольной, ток коллектора открытого транзистора имеет прямоугольную форму со «всплеском» в конце полупериода (рис. 1-2,в).

Ток закрытого транзистора примерно равен обратному коллекторному току  $I_{к0}$ .

Если не учитывать влияния всплеска тока  $i_{\mu}$ , то напряжение на обмотках трансформатора имеет вид симметричных разнополярных импульсов прямоугольной формы (рис. 1-2,в). Напряжение на нагрузке постоянно.

Максимальная магнитная индукция в трансформаторе примерно равна индукции насыщения материала магнитопровода  $B_s$ . В течение полупериода работы схемы магнитная индукция в трансформаторе изменяется по линейному закону от  $-B_s$  до  $+B_s$ .

Частота колебаний

$$f \approx \frac{U_1 - U_{эк.н.}}{4B_s S_c k_{ст} \omega_1}, \quad (1-2)$$

где  $U_{эк.н.}$  — падение напряжения на переходе эмиттер — коллектор открытого (насыщенного) транзистора;  $S_c$  — сечение магнитопровода;  $k_{ст}$  — коэффициент заполнения сталью сечения магнитопровода.



Каждый полупериод работы преобразователя характеризуется наличием двух этапов:

1) медленного, во время которого один из транзисторов проводит ток и находится в режиме насыщения, а другой закрыт и находится в режиме отсечки;

2) быстрого, во время которого происходят коммутация транзисторов и изменение полярности напряжения на обмотках трансформатора.

Преобразователи с повышенным к. п. д. обычно работают на частотах, не превышающих нескольких килогерц. В этом случае длительность коммутационных процессов весьма мала по сравнению с длительностью периода. Магнитопроводы трансформаторов таких преобразователей обычно тороидальные, выполнены из магнитомягких материалов с петлей гистерезиса, близкой к прямоугольной. Значение намагничивающего тока и тока закрытого транзистора мало по сравнению с приведенным током нагрузки. Малы также коммутационные всплески тока открывающегося и закрывающегося транзисторов. Индуктивностями рассеяния и распределенной емкостью обмоток трансформаторов таких преобразователей на указанных частотах можно также пренебречь, поэтому с достаточной точностью можно считать, что при работе на активную нагрузку форма напряжений и токов в преобразователе прямоугольная.

## **1-2. Недостатки преобразователей с обратной связью по напряжению**

Все известные схемы транзисторных преобразователей постоянного напряжения по виду обратной связи можно разделить на три группы [Л. 9]:

- 1) с обратной связью по напряжению;
- 2) с обратной связью по току;
- 3) с обратной связью по напряжению и току.

В преобразователях с обратной связью по напряжению питание базовых цепей транзисторов осуществляется от специальных базовых обмоток (рис. 1-2, а).

Так как входное сопротивление транзистора нелинейно, небольшому изменению напряжения, приложенного к переходу эмиттер — база открытого транзистора, могут соответствовать значительные изменения его базового тока. Вследствие этого питание базовой цепи открытого транзистора от обмотки, включенной непосредственно параллельно переходу эмиттер — база, может

привести к нарушению или даже срыву работы преобразователя. Для обеспечения нормальной работы преобразователя необходимо стабилизировать ток базы открытого транзистора, что в схемах с обратной связью по напряжению достигается включением в базовую цепь резистора  $R_6$  и соответствующим увеличением напряжения базовой обмотки. Необходимость в этом резисторе продиктована также неидентичностью входных характеристик транзисторов преобразователя.

При низких напряжениях источника питания потери в базовом резисторе значительно снижают к. п. д. схем с обратной связью по напряжению.

Опыт проектирования [Л. 6, 9, 10] показывает, что для нормальной работы преобразователя напряжение базовой обмотки должно примерно в 5 раз превышать напряжение  $U_{эб.н}$  на переходе эмиттер — база открытого транзистора, находящегося в режиме насыщения.

Следовательно, напряжение на базовом резисторе

$$U_{R6} = 5U_{эб.н} - U_{эб.н} = 4U_{эб.н}. \quad (1-3)$$

Ток базы открытого транзистора в преобразователе

$$I_6 = N(I_K / B_{мин}); \quad (1-4)$$

где  $B_{мин}$  — минимальный коэффициент усиления для типа транзисторов, применяющихся в преобразователе;  $N = 1,2 \div 1,3$  — степень насыщения, или коэффициент запаса по насыщению, необходимый для обеспечения надежного насыщения транзистора с минимальным коэффициентом усиления в преобразователе [Л. 11].

Потери в базовом резисторе

$$P_{R6} = U_{R6}I_6 = 4U_{эб.н}NP_1 / U_1B_{мин}, \quad (1-5)$$

где  $P_1$  — входная мощность преобразователя.

Оценим влияние потерь в базовом резисторе на максимальный к. п. д. преобразователя. Примем, что полные потери мощности в преобразователе равны потерям в базовом резисторе (все остальные потери равны нулю), тогда максимальный к. п. д. преобразователя, выполненного по схеме с обратной связью по напряжению,

$$\eta_{\max} = 1 - P_{R6} / P_1 = 1 - 4NU_{эб.н} / U_1B_{мин}. \quad (1-6)$$

Как видно из (1-6), значение  $\eta_{\max}$  уменьшается с уменьшением напряжения питания.

На рис. 1-3 (кривая 1) для иллюстрации приведена рассчитанная по (1-6) зависимость максимального

к. п. д. от напряжения источника питания преобразователя, выполненного по схеме с обратной связью по напряжению на германиевых транзисторах типа П210 ( $B_{\min}=10$ ;  $U_{\text{эб.н}}=0,5$  В [Л. 6]). Из рис. 1-3 видно, что при напряжениях источника питания 1—6 В, используя схемы с обратной связью по напряжению, с транзисторами данного типа нельзя получить к. п. д. преобразователя выше 74—95%. Реальный же к. п. д. таких преобразователей с учетом потерь в трансформаторе, диодах, потерь в силовой цепи транзисторов будет, конечно, значительно ниже.

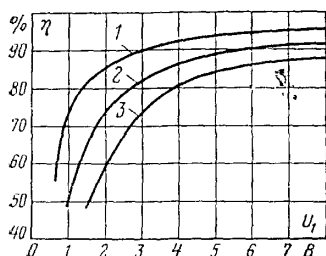


Рис. 1-3. Зависимость максимального к. п. д. преобразователя с обратной связью по напряжению от напряжения источника питания.  
1 —  $k_n=1$ ; 2 —  $k_n=2$ ; 3 —  $k_n=3$ .

Формула (1-6) соответствует случаю постоянной нагрузки преобразователя. Во многих случаях нагрузка преобразователя переменная. При этом базовый ток транзистора необходимо рассчитывать по наибольшему току нагрузки (максимальный коллекторный ток). Тогда при снижении нагрузки преобразователя от максимальной относительные потери мощности в базовых цепях будут увеличиваться и к. п. д. преобразователя будет уменьшаться.

Указанный недостаток особенно сильно проявляется, когда значительные перегрузки кратковременны, а большую часть времени преобразователь должен работать при постоянной (номинальной) нагрузке (двигательная нагрузка).

В этих случаях выражение для максимального к. п. д. преобразователя с обратной связью по напряжению при номинальной нагрузке имеет вид:

$$\eta_{\max} = 1 - 4Nk_n U_{\text{эб.н}} / U_1 B_{\min}, \quad (1-7)$$

где  $k_n = (I_{\text{н.макс}} / I_n) \approx I_{\text{к.макс}} / I_k$  — коэффициент нагрузки, связывающий максимальный и номинальный токи нагрузки.

Зависимости максимального к. п. д. преобразователя, выполненного по схеме с обратной связью по напряжению (на транзисторах П210), от напряжения источника питания при различных коэффициентах нагрузки приведены на рис. 1-3 (кривые 2, 3).

Указанные обстоятельства, а также плохой запуск схем с обратной связью по напряжению при низких напряжениях питания делают нецелесообразным применение этих схем для преобразователей с повышенным к. п. д. при низковольтных источниках.

### 1-3. Однотрансформаторные преобразователи с обратной связью по току нагрузки

На рис. 1-4 приведены две наиболее простые схемы однотрансформаторных преобразователей с обратной связью по току нагрузки [12, 13], а на рис. 1-5 — типичные для этих схем характеристики. На примере схемы рис. 1-4,а рассмотрим особенности их работы в случае, когда нагрузкой является активное сопротивление с параллельно подключенным конденсатором или аккумулятор.

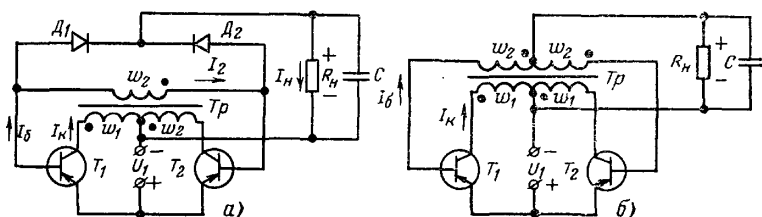


Рис. 1-4. Простейшие схемы однотрансформаторных преобразователей с обратной связью по току.

При подключении источника питания через базовые цепи транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  начинают протекать токи, стремящиеся открыть оба транзистора. Эти токи вызовут появление коллекторных токов транзисторов, которые в силу неизбежной неидентичности транзисторов и диодов будут различаться между собой. Разность этих токов вызовет изменяющийся магнитный поток в трансформаторе. В результате этого во вторичной обмотке трансформатора появится напряжение, вызывающее полное отпирание одного и закрытие второго транзистора.

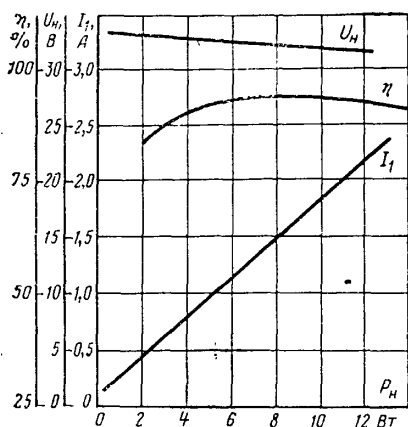


Рис. 1-5. Характеристики преобразователей по рис. 1-4 при  $U_1=6$  В.

В режиме, когда колебания уже существуют, при открытом транзисторе  $T_1$  напряжение источника питания приложено (если пренебречь напряжением на переходе эмиттер — коллектор открытого транзистора  $T_1$ ) к первичной полуобмотке  $w_1$  трансформатора и создает на вторичной обмотке  $w_2$  напряжение (рис. 1-4, а), поддерживающее транзистор  $T_1$  в открытом, а транзистор  $T_2$  в закрытом состоянии.

Ток базы транзистора  $T_1$ , являющийся током нагрузки преобразователя, замыкается по контуру: источник питания, переход эмиттер — база транзистора  $T_1$ , вторичная обмотка  $w_2$ , открытый диод  $D_2$ , нагрузка преобразователя  $R_n$ .

Таким образом, выходная обмотка  $w_2$  трансформатора служит одновременно и базовой обмоткой, а сопротивление нагрузки — базовым сопротивлением. Переходы эмиттер — база транзисторов используются в качестве выпрямителей для цепи нагрузки. Ток нагрузки является током базы открытого транзистора, что и обеспечивает обратную связь по току. Последнее обеспечивает малую зависимость к. п. д. преобразователя от тока нагрузки.

Если пренебречь намагничивающим током трансформатора, то

$$I_K = I_2(w_2/w_1), \quad (1-8)$$

т. е. между коллекторным и базовым токами существует прямая пропорциональность. При этом, как показывают расчет и экспериментальные исследования, в широком диапазоне изменения нагрузки отношение потерь в транзисторах ко входной мощности будет величиной почти постоянной и к. п. д. преобразователя будет изменяться незначительно (рис. 1-5).

Ток нагрузки протекает через источник питания, и поэтому напряжение на нагрузке близко к сумме напря-

жений вторичной обмотки трансформатора и источника питания. При этом часть мощности нагрузки поступает от источника непосредственно, без преобразования, что уменьшает общие потери в схеме.

Рассмотрим качественно процессы коммутации транзисторов в преобразователе, положив напряжение источника питания постоянным, диоды преобразователя безынерционными с бесконечным обратным сопротивлением, постоянную времени цепи нагрузки много большей времени коммутации (при этом напряжение на конденсаторе не меняется за время коммутации). Петлю гистерезиса материала магнитопровода аппроксимируем по рис. 1-2,б.

На рис. 1-6 приведены качественные временные диаграммы токов и напряжений в преобразователе при указанных допущениях.

Под действием напряжения, приложенного к первичной полуобмотке  $\omega_1$ , перемagnичивается магнитопровод трансформатора. В момент  $t_1$  трансформатор насыщается, и его намагничивающий ток начинает увеличиваться. Возрастает, следовательно, и ток коллектора  $T_1$ . Последнее ведет к увеличению напряжения на транзисторе  $T_1$ , уменьшению напряжения на обмотках  $\omega_1$  и  $\omega_2$  трансформатора и уменьшению базового тока. К моменту  $t_2$  напряжение  $u_2$  уменьшается настолько, что диод  $D_2$  запирается напряжением конденсатора  $C$ , а базовый ток транзистора  $T_1$  падает до нуля. В интервале  $t_1-t_3$  идет процесс рассасывания избыточных неосновных носителей в области базы транзистора  $T_1$ ; в момент  $t_3$  этот процесс заканчивается и транзистор переходит из состояния насыщения в активный режим. Напряжение на нем увеличивается, а его коллекторный ток уменьшается. При этом напряжения на обмотках трансформатора

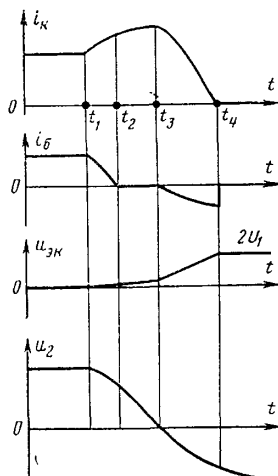


Рис. 1-6. Временные диаграммы токов и напряжений в однотрансформаторном преобразователе с обратной связью по току (рис. 1-4,а).

меняют знак. В момент  $t_4$  транзистор выключается.

Особенность процесса коммутации транзисторов в однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току, заключающаяся в том, что увеличение коллекторного тока закрывающегося транзистора происходит лишь до тех пор, пока напряжение на вторичной обмотке трансформатора не уменьшится на величину падения напряжения на открытом диоде и послед-

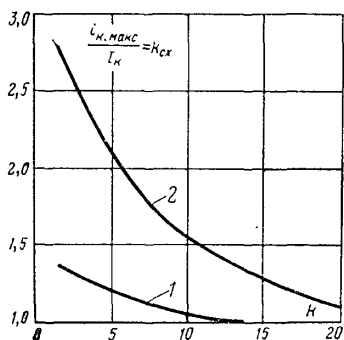


Рис. 1-7. Экспериментальные зависимости относительного значения всплеска коллекторного тока от коэффициента  $k$ . 1 — с конденсатором на выходе; 2 — без конденсатора на выходе.

ний, закрывшись напряжением конденсатора, оборвет базовый ток транзистора, приводит к тому, что «всплеск» коллекторного тока в таких схемах в момент коммутации сравнительно мал. Экспериментальные исследования показывают, что относительное значение «всплеска» коллекторного тока  $i_{к, макс}/I_k$  обычно не превышает 25—30% (рис. 1-7, кривая 1). При отсутствии конденсатора  $C$  относительное значение «всплеска» коллекторного тока существенно больше (рис. 1-7, кривая 2).

Известно [Л. 6, 14], что в преобразователях с обратной связью по напряжению с насыщающимся силовым трансформатором максимальное значение коллекторного тока в момент коммутации может достигать величины  $BI_6$  и во много раз превышать номинальное значение. При этом значительно возрастают коммутационные потери в транзисторах.

Сравнительно небольшой «всплеск» коллекторного тока в однотрансформаторных схемах с обратной связью по току является их большим достоинством. Коммутационные потери в таких преобразователях сравнительно малы и практически не превышают коммутационные потери в транзисторах преобразователей с уменьшенными коммутационными потерями (двухтрансформаторные и другие схемы) [Л. 14].

Схема рис. 1-4,б отличается от схемы рис. 1-4,а отсутствием диодов (их роль выполняют переходы

эмиттер — база транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ) и выполнением вторичной обмотки трансформатора со средней точкой. Другими словами, отличие схем заключается в том, что выпрямитель в схеме рис. 1-4,б выполнен по двухполупериодной схеме со средней точкой, а в схеме рис. 1-4,а по мостовой схеме (диоды  $D_1$  и  $D_2$  и переходы эмиттер — база транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ).

Процессы коммутации в схеме рис. 1-4,б практически аналогичны рассмотренным в схеме рис. 1-4,а. Разница лишь в том, что в схеме рис. 1-4,б из-за отсутствия диодов сразу после того, как напряжение на вторичной обмотке трансформатора уменьшится на величину падения напряжения на переходе эмиттер — база открытого транзистора, через этот переход начинает протекать разрядный ток конденсатора  $C$ , ускоряющий процесс рассасывания неосновных носителей в области базы. В результате этого скорость спада коллекторного тока закрывающегося транзистора резко увеличивается, поэтому коммутационные потери в этой схеме в общем случае оказываются меньшими, чем в схеме рис. 1-4,а.

Большим преимуществом однотрансформаторных схем с обратной связью по току является надежное возбуждение колебаний (запуск) даже при очень низких входных напряжениях (0,2—1 В). Вследствие этого отпадает необходимость в специальных цепях запуска. Последнее ведет также к уменьшению общих потерь мощности в схеме.

Известно [Л. 15, 16], что для возбуждения устойчивых автоколебаний в преобразователе после подключения к нему источника питания необходимо, чтобы коэффициент усиления по кольцу положительной обратной связи в какой-то момент времени превысил единицу.

По данным [Л. 15, 16] выполнение этого условия сводится к подаче на базы транзисторов отпирающего смещения, величина которого превышает входное пороговое напряжение  $E_n$  линеаризированной входной характеристики транзистора по схеме с общим эмиттером для минимальной температуры окружающей среды ( $E_n = 0,1 \div 0,2$  В при температуре  $20^\circ\text{C}$ ).

В однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току нагрузки напряжение отпирающего смещения, подаваемого на базы транзисторов в момент пуска преобразователя, равно напряжению питания, поэтому все однотрансформаторные преобразователи



с обратной связью по току даже при напряжениях источника питания 0,2—1,0 В удовлетворяют условию запуска и надежно возбуждаются при этих напряжениях.

Таким образом, достоинствами рассмотренных схем являются:

1) отсутствие специальных базовых обмоток и сопротивлений, а следовательно, и потерь в них;

2) положительная обратная связь по току нагрузки, позволяющая получать высокий к. п. д. в широком диапазоне изменения нагрузки;

3) использование переходов эмиттер — база транзисторов в качестве выпрямителей для цепи нагрузки;

4) надежное самовозбуждение колебаний при низких входных напряжениях;

5) малые коммутационные потери и всплески коллекторного тока;

6) увеличение напряжения на нагрузке за счет суммирования напряжений источника питания и вторичной обмотки трансформатора.

Недостатками схем рис. 1-4 являются сравнительно высокие значения напряжений на переходах эмиттер — база и коллектор — база закрытого транзистора, а также отсутствие гальванической развязки между входом и выходом.

В схеме рис. 1-4,а

$$U_{бэ} \approx U_n - U_1; \quad U_{бк} \approx U_n + U_1. \quad (1-9)$$

В схеме рис. 1-4,б

$$U_{бэ} \approx 2(U_n - U_1); \quad U_{бк} \approx 2U_n. \quad (1-10)$$

Высокие значения напряжений на переходах закрытого транзистора ограничивают область применения этих схем. Например, при использовании в преобразователе с  $U_1 = 6$  В транзисторов типа П210 с допустимыми напряжениями  $U_{бэ, доп} = 25$  В;  $U_{бк, доп} = 65$  В схему рис. 1-4,б можно применять, если требуемые напряжения на нагрузке меньше 18 В, а схему рис. 1-4,а — при  $U_n < 31$  В.

Из двух рассмотренных схем более перспективной является схема рис. 1-4,а, несмотря на наличие двух «лишних» диодов. Это объясняется в основном тем, что при одинаковом напряжении на нагрузке напряжение на переходе эмиттер — база закрытого транзистора в ней вдвое меньше, чем в схеме рис. 1-4,б.

Типовая мощность трансформатора в схеме рис. 1-4,б примерно на 20% больше, чем в схеме рис. 1-4,а, из-за выполнения вторичной обмотки трансформатора со средней точкой. Это обстоятельство приводит к большим потерям в трансформаторе.

Статические потери в транзисторах (при одинаковом напряжении на нагрузке) в схеме рис. 1-4,б больше, чем в схеме рис. 1-4,а, из-за примерно вдвое больших потерь на закрытом транзисторе.

Однако общие потери, а следовательно, и к. п. д. этих схем примерно одинаковы. Это объясняется тем, что

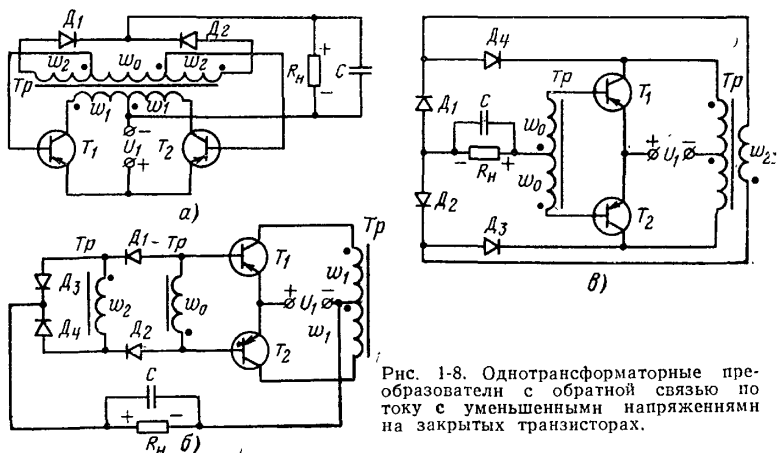


Рис. 1-8. Однотрансформаторные преобразователи с обратной связью по току с уменьшенными напряжениями на закрытых транзисторах.

некоторое увеличение потерь в трансформаторе и статических потерь в транзисторах схемы рис. 1-4,б компенсируется несколько большими коммутационными потерями в транзисторах и потерями в диодах схемы рис. 1-4,а.

На рис. 1-8 приведены однотрансформаторные схемы с обратной связью по току нагрузки с уменьшенными напряжениями на закрытых транзисторах [Л. 17—19].

В этих схемах напряжения на переходах эмиттер — база и коллектор — база закрытого транзистора сравнительно малы, не зависят от напряжения на нагрузке и выбираются лишь из условий надежного запираания транзисторов в преобразователе.

Уменьшение напряжения на закрытых транзисторах достигается разделением вторичной обмотки трансформатора на основную и управляющую с малым числом витков и включением управляющей обмотки между базами транзисторов. При этом независимо от напряжения

на нагрузке напряжения на переходах эмиттер — база и коллектор — база закрытого транзистора будут равны:

$$U_{бэ} \approx U_0; \quad U_{бк} \approx U_0 + 2U_1, \quad (1-11)$$

где  $U_0 \approx 0,5 \div 1,5$  В — напряжение управляющей обмотки.

Поскольку напряжение на управляющей обмотке существенно меньше напряжения на нагрузке, наличие управляющей обмотки практически не увеличивает типовую мощность трансформатора.

Принцип действия этих преобразователей не отличается от рассмотренного принципа действия преобразователя на рис. 1-4. Коммутация транзисторов также осуществляется при насыщении магнитопровода трансформатора, и, следовательно, последний работает с максимальной индукцией, равной индукции насыщения.

В схеме рис. 1-8,а ток базы открытого транзистора  $T_1$  замыкается по контуру: переход эмиттер — база  $T_1$ , управляющая обмотка  $\omega_0$ , основная вторичная полуобмотка  $\omega_2$ , диод  $D_2$ , нагрузка преобразователя  $R_H$ , источник питания. Диод  $D_1$  закрыт суммарным напряжением управляющей и основной вторичной обмоток.

Напряжение на нагрузке

$$U_H \approx U_0 + U_2 + U_1, \quad (1-12)$$

где  $U_2$  — напряжение на вторичной полуобмотке.

Напряжение на закрытом транзисторе

$$U_{бэ} \approx U_0; \quad U_{бк} \approx U_0 + 2U_1. \quad (1-13)$$

Обратное напряжение на закрытых диодах

$$U_{д.обр} \approx 2U_2 + U_0. \quad (1-14)$$

В схеме рис. 1-8,б ток базы открытого транзистора  $T_1$  замыкается по контуру: переход эмиттер — база транзистора  $T_1$ , управляющая обмотка  $\omega_0$ , диод  $D_2$ , основная вторичная обмотка  $\omega_2$ , диод  $D_3$ , нагрузка преобразователя, источник питания. Диод  $D_1$  заперт суммой напряжений управляющей и основной вторичной обмоток. Диод  $D_4$  закрыт напряжением основной вторичной обмотки.

Напряжение на нагрузке

$$U_H \approx U_0 + U_1 + U_2. \quad (1-15)$$

Напряжения на закрытом транзисторе

$$U_{бэ} \approx U_0; \quad U_{бк} \approx U_0 + 2U_1. \quad (1-16)$$

Обратное напряжение на закрытых диодах  $D_1$  (или  $D_2$ )

$$U_{\text{д.обр}} = U_2 + U_0.$$

Обратное напряжение на закрытых диодах  $D_3$  (или  $D_4$ )

$$U_{\text{д.обр}} \approx U_2. \quad (1-17)$$

В схеме рис. 1-8, в ток базы открытого транзистора  $T_1$  замыкается по контуру: переход эмиттер — база  $T_1$ , управляющая полуобмотка  $\omega_0$ , нагрузка преобразователя  $R_H$ , диод  $D_1$ , основная вторичная обмотка  $\omega_2$ , диод  $D_3$ , первичная полуобмотка  $\omega_1$ , соединенная с закрытым в данный полупериод транзистором  $T_2$ . Диод  $D_4$  заперт суммой напряжений основной вторичной обмотки и удвоенным напряжением коллекторной полуобмотки  $\omega_1$ . Диод  $D_2$  закрыт напряжением основной вторичной обмотки.

Напряжение на нагрузке

$$U_H \approx U_0 + 2U_1 + U_2. \quad (1-18)$$

Напряжения на закрытом транзисторе

$$U_{\text{бэ}} \approx 2U_0; \quad U_{\text{бк}} \approx 2U_0 + 2U_1. \quad (1-19)$$

Обратное напряжение на закрытых диодах  $D_1$  (или  $D_2$ )

$$U_{\text{д.обр}} \approx U_2. \quad (1-20)$$

Обратное напряжение на закрытых диодах  $D_3$  (или  $D_4$ )

$$U_{\text{д.обр}} \approx U_2 + 2U_1. \quad (1-21)$$

Отметим, что использование напряжения  $U_1$  первичной полуобмотки  $\omega_1$  трансформатора, соединенной с запертым в данный полупериод транзистором, позволяет, особенно при малых коэффициентах преобразования входного напряжения  $k_H = U_H/U_1$ , значительно уменьшить число витков основной вторичной обмотки трансформатора. При этом уменьшаются типовая мощность, размеры и потери трансформатора.

Коэффициент полезного действия преобразователей рис. 1-8 примерно одинаков, а характеристики аналогичны характеристикам схем рис. 1-4 (рис. 1-5).

Типовые мощности трансформаторов преобразователей рис. 1-8, б, в отличаются мало и примерно на 20% меньше типовой мощности трансформатора преобразователя рис. 1-8, а.

Если габариты преобразователя не играют особой роли, то наиболее целесообразно применять схему рис. 1-8, а, имеющую вдвое меньше диодов.

При малых коэффициентах преобразования целесообразно применять схему рис. 1-8, в.

Уменьшения напряжения на закрытых транзисторах в однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току можно достигнуть, применяя транзисторы различного типа проводимости, эмиттеры и базы которых соответственно объединены (рис. 1-9) [Л. 20, 21]. При таком соединении транзисторов напряжение эмиттер — база (или база — эмиттер) открытого транзистора прикладывается к переходу эмиттер — база второго транзистора в запирающем направлении.

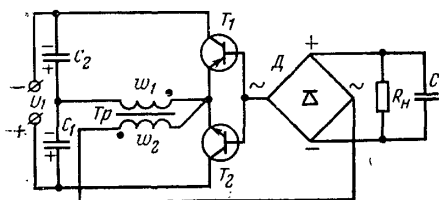


Рис. 1-9. Полумостовая схема однотрансформаторного преобразователя с обратной связью по току с уменьшенными напряжениями на закрытых транзисторах.

Напряжения на переходах эмиттер — база и коллектор — база закрытого транзистора в таких схемах невелики и равны:

$$U_{бз} \approx U_{эб.н}; \quad U_{бк} \approx U_{эб.н} + U_1, \quad (1-22)$$

где  $U_{эб.н}$  — напряжение на переходе эмиттер — база открытого транзистора.

Принцип действия таких схем рассмотрим на примере полумостового преобразователя рис. 1-9.

В схеме рис. 1-9 в установившемся режиме одинаковые конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжены до половины напряжения источника питания, поэтому при одинаковых мощности и напряжении на нагрузке ток через открытый транзистор примерно вдвое больше, чем в схемах со средней точкой первичной обмотки трансформатора. Последнее вдвое увеличивает потери в транзисторах и при низких напряжениях источника питания значительно снижает к. п. д. преобразователя.

При открытом транзисторе  $T_1$  заряжается конденсатор  $C_1$  и разряжается конденсатор  $C_2$ . Ток базы транзистора  $T_1$  замыкается по контуру: переход база — эмиттер  $T_1$ , вторичная обмотка  $w_2$  трансформатора, нагрузка преобразователя, включенная через выпрямительный мост  $\Delta$ .

Коммутация транзисторов осуществляется за счет насыщения магнитопровода трансформатора и аналогична коммутации в схемах рис. 1-4. Трансформатор работает с максимальной индукцией, равной индукции насыщения материала магнитопровода.

Напряжение на нагрузке

$$U_H \approx U_2. \quad (1-23)$$

Напряжение на закрытом транзисторе

$$U_{бз} \approx U_{эб.н}; \quad U_{бк} \approx U_{эб.н} + U_1. \quad (1-24)$$

Напряжение на закрытых диодах

$$U_d \approx U_2. \quad (1-25)$$

Данная схема в силу своей простоты и сравнительно малых габаритов (за счет выполнения первичной обмотки трансформатора без средней точки) может найти применение при относительно высоких напряжениях источника питания (больше 6—12 В) и малых мощностях нагрузки.

Силовая часть рассмотренных выше схем (за исключением последней) была выполнена со средней точкой первичной обмотки трансформатора. В настоящее время известны однотрансформаторные преобразователи с обратной связью по току, силовая часть которых выполнена по полумостовой и мостовой схемам [Л. 22—25]. Эти схемы не получили большого распространения в низковольтных источниках питания либо потому, что они имеют значительно более низкий к. п. д., чем преобразователи с силовой частью со средней точкой первичной обмотки, за счет практически вдвое больших потерь в транзисторах (мостовые и полумостовые схемы с искусственной средней точкой источника питания), либо потому, что необходимость иметь два источника питания или отвод от средней точки источника питания значительно усложняет систему электропитания. Вследствие этого эти схемы здесь не рассматриваются.

Используя однотрансформаторные преобразователи с обратной связью по току, можно получить высокий

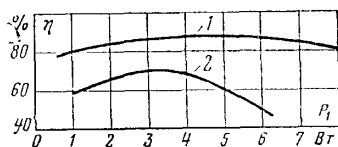


Рис. 1-10. Сравнительные характеристики схем с обратной связью по току (1) и напряжению (2).

к. п. д. при низких входных напряжениях. На рис. 1-10 (кривая 1) приведены результаты экспериментального исследования преобразователя, выполненного по схеме рис. 1-8,б при  $U_1=1,5$  В;  $U_H=27,5$  В. На этом же рисунке приведены (кривая 2) результаты экспериментального исследования преобразователя при аналогичных электрических данных, но выполненного по схеме с обратной связью по напряжению (см. рис. 1-2,а). Из рис. 1-10 видно, что даже при таком низком входном напряжении максимальный к. п. д. схемы рис. 1-8,б достаточно высок (86%) и примерно на 15% выше, чем максимальный к. п. д. схемы рис. 1-2,а.

#### **1-4. Преобразователи с обратной связью по току с увеличенным коэффициентом преобразования входного напряжения**

Существенным недостатком однотрансформаторных схем с обратной связью по току является ограниченный диапазон возможных коэффициентов преобразования входного напряжения

$$k_{\Pi} = U_H / U_1. \quad (1-26)$$

Последнее объясняется тем, что при заданных значениях напряжения и мощности источника питания, т. е. при заданном токе коллектора открытого транзистора, ток базы (нагрузки) будет уменьшаться с увеличением напряжения на нагрузке. При определенном значении напряжения на нагрузке нарушается условие насыщения открытого транзистора и схема перестает работать.

Определим максимальное значение  $k_{\Pi}$  однотрансформаторных схем с обратной связью по току, приняв, что к. п. д. преобразователя не зависит от значения  $k_{\Pi}$ , а коэффициент усиления — от коллекторного тока.

Выразим коэффициент преобразования через входные и выходные параметры преобразователя. Вместо (1-26) имеем:

$$k_{\Pi} = \eta I_1 / I_H = \eta (1 + I_K / I_H), \quad (1-27)$$

где  $\eta$  — к. п. д. преобразователя.

Для работы транзистора в режиме насыщения необходимо, чтобы выполнялось условие

$$I_{б.мин} \geq I_K / B. \quad (1-28)$$

Из (1-27) и (1-28) получим:

$$k_{\Pi.макс} = \eta (B + 1). \quad (1-29)$$

Формулу (1-29) можно представить в виде

$$U_{H.\max} = U_1 \eta (B + 1). \quad (1-30)$$

Например, для преобразователя с  $U_1 = 1,5$  В;  $\eta = 85\%$  на транзисторах ГТ403 ( $B = 20 \div 150$ ) имеем  $k_{п.\max} = 18 \div 128$ , при этом максимально возможные значения напряжения на нагрузке лежат в пределах 27—192 В.

Преобразователи с обратной связью по току с увеличенным коэффициентом преобразования входного напряжения можно разделить на две группы:

- 1) однотрансформаторные с конденсаторно-вентильными умножителями напряжения;
- 2) двухтрансформаторные.

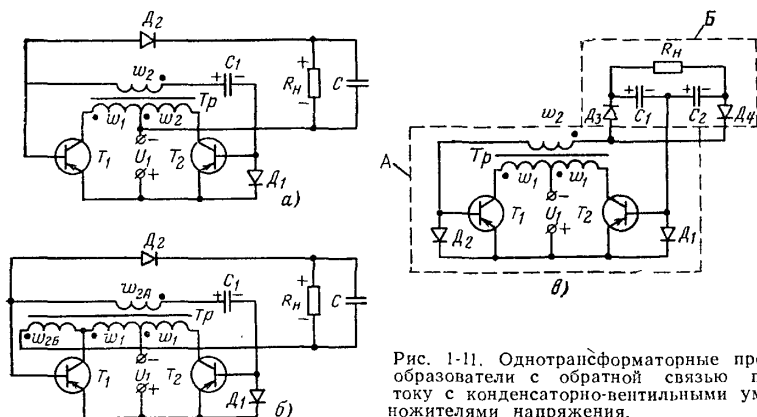


Рис. 1-11. Однотрансформаторные преобразователи с обратной связью по току с конденсаторно-вентильными умножителями напряжения.

На рис. 1-11, а) приведена схема преобразователя, где увеличение коэффициента преобразования достигается применением несимметричного удвоителя напряжения [Л. 26].

В этой схеме при открытом транзисторе  $T_1$  происходит заряд конденсатора  $C_1$  до напряжения  $U_2$  на вторичной обмотке трансформатора по контуру: вторичная обмотка, конденсатор  $C_1$ , диод  $D_1$ , переход эмиттер—база транзистора  $T_1$ . Конденсатор  $C_2$  в этот полупериод разряжается на нагрузку  $R_H$ . Транзистор  $T_2$  закрыт напряжением на диоде  $D_1$ .

Эквивалентная схема цепи заряда приведена на рис. 1-12. Здесь  $U_2$  — напряжение на обмотке  $w_2$ ,  $r_2$  — сопротивление цепи заряда, включающее в себя сопротивления вторичной обмотки, прямое сопротивление диода  $D_1$  и перехода эмиттер—база транзистора  $T_1$ .

Начальное значение напряжения на конденсаторе  $C_1$  равно:

$$u_c(-0) = u_c(0) \approx U_2 - \Delta U, \quad (1-31)$$



где приращение напряжения  $\Delta U$  равно уменьшению напряжения на конденсаторе  $C_1$  во время его разряда на нагрузку (задано допустимым значением пульсаций напряжения на нагрузке).

Зарядный ток конденсатора уменьшается в соответствии с уравнением

$$i_2 = (\Delta U / r_3) e^{-t/\tau_3}, \quad (1-32)$$

где  $\tau_3 = r_3 C_1$  — постоянная времени цепи заряда.

Коллекторный ток  $i_k$  открытого транзистора  $T_1$  определяется приведенным к первичной обмотке трансформатора зарядным током  $i'_2$  конденсатора  $C_1$  и намагничивающим током трансформатора

$$i_k = i'_2 + i_\mu. \quad (1-33)$$

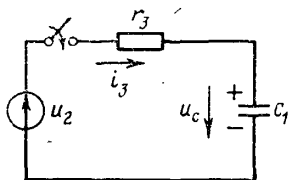


Рис. 1-12. Эквивалентная схема цепи заряда.

Транзистор  $T_1$  будет находиться в режиме насыщения при условии

$$B \geq \frac{i_2 (\omega_2 / \omega_1) + i_\mu}{i_2}. \quad (1-34)$$

Из (1-33) и (1-34) с учетом (1-32), пренебрегая длительностью процесса выключения и полагая  $i_\mu(t) = \text{const} = i_\mu$ , находим время открытого состояния транзистора  $T_1$ , равное полупериоду колебаний в схеме:

$$t_1 = \frac{T}{2} = \tau_3 \ln \frac{(\Delta U / r_3) (B - \omega_2 / \omega_1)}{i_\mu}. \quad (1-35)$$

Если постоянная времени цепи заряда конденсатора  $C_1$  существенно больше времени перемagnetизации магнитопровода трансформатора, то коммутация транзисторов будет происходить за счет насыщения трансформатора. При этом трансформатор будет работать с максимальной индукцией, равной индукции насыщения материала магнитопровода.

При открытом транзисторе  $T_2$  заряжается конденсатор  $C_2$  и разряжается конденсатор  $C_1$  до напряжения  $U_2 = \Delta U$ . Ток базы транзистора  $T_2$  замыкается по контуру: переход эмиттер — база транзистора  $T_2$ , конденсатор  $C_1$ , вторичная обмотка  $\omega_2$ , диод  $D_2$ , нагрузка преобразователя  $R_H$ , источник питания.

Поскольку обычно постоянная времени цепей разряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  много больше времени перемagnetизации магнитопровода трансформатора, коммутация транзистора  $T_2$  в этот полупериод происходит за счет насыщения трансформатора  $T_p$  аналогично коммутации в схеме рис. 1-4.

Напряжение на нагрузке

$$U_H = U_{C1} + U_1 + U_2 \approx 2U_2 + U_1. \quad (1-36)$$

Максимальное значение напряжения на вторичной обмотке трансформатора согласно (1-30)

$$U_{2\text{макс}} = U_{\text{н.макс}} - U_1 \approx \eta B U_1. \quad (1-37)$$

Из (1-36), используя (1-37), получаем выражение для максимального коэффициента преобразования схемы

$$k_{\text{п.макс}} = 2\eta B + 1. \quad (1-38)$$

Таким образом, данная схема позволяет вдвое увеличить максимальный коэффициент преобразования входного напряжения одно-трансформаторных преобразователей с обратной связью по току.

Напряжения на закрытом транзисторе  $T_1$  (см. рис. 1-11,а)

$$U_{бэ} \approx U_{\text{н}} - U_1; \quad U_{бк} \approx U_{\text{н}} + U_1. \quad (1-39)$$

Напряжения на закрытом транзисторе  $T_2$

$$U_{бэ} \approx U_{\text{д1}}; \quad U_{бк} \approx U_{\text{д1}} + 2U_1, \quad (1-40)$$

где  $U_{\text{д1}}$  — напряжение на открытом диоде  $D_1$ .

Напряжения на закрытых диодах  $D_1$  и  $D_2$

$$U_{\text{д1обр}} \approx U_{эб.н}; \quad U_{\text{д2обр}} \approx U_{\text{н}} - U_1. \quad (1-41)$$

Как следует из (1-39), обратные напряжения на одном из транзисторов сравнительно велики, что сужает область применения этой схемы.

Во многих случаях требуемое напряжение на нагрузке незначительно превышает значение  $k_{\text{п.макс}} U_1$ . При этом можно значительно уменьшить напряжение на закрытом транзисторе в схеме рис. 1-11,а, используя ее модификацию, приведенную на рис. 1-11,б [Л. 27]. В схеме рис. 1-11,б трансформатор снабжен дополнительной вторичной обмоткой  $w_{2Б}$ , соединенной с коллектором транзистора  $T_1$ .

В этой схеме при открытом транзисторе  $T_1$  конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения  $U_{2А}$  на вторичной обмотке  $w_{2А}$  трансформатора. Конденсатор  $C_2$  разряжается на нагрузку  $R_{\text{н}}$ .

При открытом транзисторе  $T_2$  заряжается конденсатор  $C_2$  и разряжается конденсатор  $C_1$  по контуру: вторичная обмотка  $w_{2А}$ , диод  $D_2$ , нагрузка преобразователя  $R_{\text{н}}$ , вторичная обмотка  $w_{2Б}$ , коллекторная полуобмотка  $w_1$ , соединенная с запертым в данный полупериод транзистором  $T_1$ , источник питания, переход эмиттер — база транзистора  $T_2$ .

Коммутация транзисторов осуществляется так же, как и в схеме рис. 1-11,а.

Напряжения на закрытом транзисторе  $T_2$

$$U_{бэ} \approx U_{\text{д1}}; \quad U_{бк} \approx 2U_1 + U_{\text{д1}}, \quad (1-42)$$

где  $U_{\text{д1}}$  — напряжение на открытом диоде  $D_1$ .

Напряжения на закрытом транзисторе  $T_1$

$$U_{бэ} \approx U_{C1} + U_{2А} \approx 2U_{2А}; \quad U_{бк} \approx 2(U_{2А} + U_1), \quad (1-43)$$

где  $U_{2А}$  — напряжение вторичной обмотки  $w_{2А}$ .

Напряжение на нагрузке

$$U_{\text{н}} \approx 2(U_{2А} + U_1) + U_{2Б}. \quad (1-44)$$

Для уменьшения напряжений на закрытом транзисторе  $T_1$  необходимо, как это следует из (1-43), уменьшать напряжение на вторичной обмотке  $w_{2А}$ . При заданном напряжении на нагрузке пре-

образователя необходимо увеличивать напряжение на вторичной обмотке  $\omega_{2Б}$ . Однако максимальное значение последнего ограничивается коэффициентом усиления  $B$  транзисторов.

Определим максимальное возможное значение напряжения  $U_{2Б}$  и минимальное значение напряжения  $U_{2А}$ .

Во время открытого состояния транзистора  $T_2$  справедливо равенство

$$U_1 (I_k + I_2) \approx (U_{2А\text{мин}} + U_{2Б\text{макс}} + 2U_1) I_2 \eta^{-1}. \quad (1-45)$$

Записывая выражение (1-44) в виде

$$U_n \approx 2U_{2А\text{мин}} + 2U_1 + U_{2Б\text{макс}}$$

и учитывая, что  $I_k/I_2 \gg B$ , получаем, решая совместно (1-44) и (1-45),

$$U_{2А\text{мин}} = U_n - U_1 \eta (B+1); \quad (1-46)$$

$$U_{2Б\text{макс}} = 2U_1 (\eta B + \eta - 1) - U_n. \quad (1-46a)$$

Например, для преобразователя по рис. 1-11,б при  $U_1 = 0,5$  В;  $U_n = 6$  В;  $B = 10$ ;  $\eta = 70\%$  из (1-46) имеем  $U_{2А\text{мин}} \approx 2$  В, а из (1-43) —  $U_{6a} = 4$  В и  $U_{6к} = 5$  В.

Если преобразователь с такими же параметрами выполнить по схеме рис. 1-11,а, то тогда из (1-39) получим:

$$U_{6a} = 12 \text{ В}; U_{6к} = 13 \text{ В},$$

т. е. применение схемы рис. 1-11,б позволяет в данном случае в 2,5—3 раза уменьшить напряжения на закрытом транзисторе  $T_1$ .

В схемах рис. 1-11,а, б напряжения на закрытом транзисторе сравнительно велики и зависят от напряжения на нагрузке. Кроме того, эти схемы позволяют лишь вдвое увеличить коэффициент преобразования входного напряжения.

Указанных недостатков лишена схема рис. 1-11,в. Схемы такого типа представляют собой комбинацию однострансформаторного инвертора с обратной связью по току (узел А на рис. 1-11,в) и конденсаторно-вентильной схемы умножения (узел Б), подключенной к выходу инвертора [Л. 31].

В полупериод, когда открыт транзистор  $T_1$ , конденсатор  $C_1$  заряжается, а конденсатор  $C_2$  разряжается на нагрузку  $R_n$ . В следующий полупериод (открыт  $T_2$ ) заряжается конденсатор  $C_2$  и разряжается конденсатор  $C_1$ . Коммутация транзисторов осуществляется за счет насыщения трансформатора. При этом трансформатор работает в этой схеме с максимальной индукцией, равной индукции насыщения.

Напряжение на нагрузке складывается из напряжения на вторичной обмотке трансформатора и напряжения на разряжающемся конденсаторе

$$U_n = U_2 + U_c \approx 2U_2. \quad (1-47)$$

Максимальный коэффициент преобразования определяется из (1-38).

В общем случае при применении таких схем

$$k_{п.макс} = \eta B k_{ум}, \quad (1-48)$$

где  $k_{ум}$  — коэффициент умножения напряжения схемы умножения.

Напряжения на переходах эмиттер — база и коллектор — база закрытого транзистора сравнительно малы, не зависят от напряжения на нагрузке:

$$U_{бэ} = U_d; \quad U_{бк} \approx U_d + 2U_1, \quad (1-49)$$

где  $U_d \approx 0,1 \div 0,5$  В — падение напряжения на открытом диоде ( $D_2$  или  $D_4$ ).

Напряжение на закрытых диодах  $D_3$  (или  $D_4$ )

$$U_{д.обр} = U_n. \quad (1-50)$$

Напряжение на закрытых диодах  $D_2$  (или  $D_1$ )

$$U_{д.обр} = U_{эб.н} \approx 0. \quad (1-51)$$

На рис. 1-13 приведены характеристики преобразователя при коэффициенте умножения  $k_{ум} = 2$ . Примерно такие же характеристики типичны для преобразователей по рис. 1-11, а, б.

Достоинствами рассмотренных схем с конденсаторно-вентильными умножителями являются высокий к. п. д. и надежный запуск при низких входных напряжениях.

Применение этих схем наиболее целесообразно при малых уровнях мощности нагрузки (милливатты и доли ватта), где их к. п. д. оказывается значительно выше к. п. д. двухтрансформаторных схем с обратной связью по току вследствие того, что при таких малых мощностях практически не удастся выполнить управляющий трансформатор оптимальным по к. п. д.

Из трех схем наиболее перспективна схема

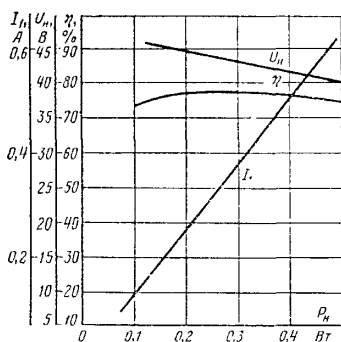


Рис. 1-13. Характеристики однотрансформаторных преобразователей с конденсаторно-вентильными умножителями напряжения ( $U_1 = 1,5$  В;  $k_{ум} = 2$ ).

рис. 1-11,в. Область применения схем рис. 1-11,а, б ограничена низкими входными напряжениями (0,5—1,5 В) и небольшими напряжениями на нагрузке (6—12 В). В этих случаях благодаря меньшему числу диодов их к. п. д. может быть несколько выше, чем к. п. д. схемы рис. 1-11,в.

Увеличения коэффициента преобразования входного напряжения можно достигнуть, применяя двухтрансформаторные схемы преобразователей.

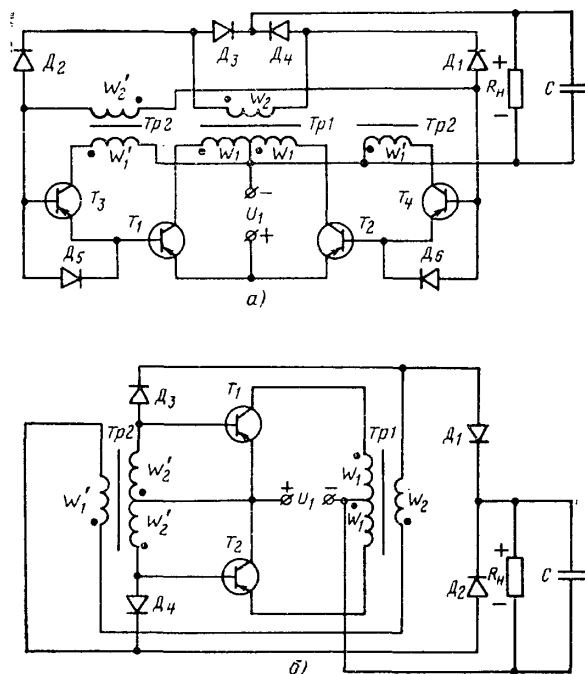


Рис. 1-14. Двухтрансформаторные преобразователи с обратной связью по току.

На рис. 1-14,а приведена схема преобразователя с обратной связью по току с увеличенным коэффициентом преобразования за счет использования составных транзисторов, являющаяся модификацией схемы двухтрансформаторного преобразователя, описанного в [Л. 29].

Преобразователь содержит два трансформатора — силовой  $Tr1$  и управляющий  $Tr2$ , два силовых транзистора  $T_1$  и  $T_2$ , два управляющих транзистора  $T_3$  и  $T_4$  и шесть диодов  $D_1—D_6$ . Средние точки первичных обмоток  $\omega_1$  и  $\omega'_1$  силового и управляющего трансформаторов соединены с минусом источника питания. Концы первичных обмоток соединены с коллекторами силовых и управляющих транзисторов. Вторичные обмотки обоих трансформаторов соединены последовательно.

При открытых транзисторах  $T_1$  и  $T_3$  напряжение источника питания приложено (если пренебрегать падением напряжения на переходах эмиттер — коллектор  $T_1$  и  $T_3$  и переходе эмиттер — база  $T_3$ ) к первичным полуобмоткам  $\omega_1$  и  $\omega'_1$  трансформаторов  $Tr1$  и  $Tr2$ . Полярность напряжения на вторичной обмотке  $\omega'_2$  трансформатора  $Tr2$  такова, что транзисторы  $T_1$  и  $T_3$  поддерживаются в открытом, а транзисторы  $T_2$  и  $T_4$  в закрытом состоянии. Ток источника питания замыкается по следующим трем контурам:

1) источник питания, транзистор  $T_1$ , первичная полуобмотка  $\omega_1$  трансформатора  $Tr1$ ;

2) источник питания, переход эмиттер — база транзистора  $T_1$ , первичная полуобмотка  $\omega'_1$  трансформатора  $Tr2$ ;

3) источник питания, переходы эмиттер — база транзисторов  $T_1$  и  $T_3$ , вторичная обмотка  $\omega'_2$ , диод  $D_1$ , вторичная обмотка  $\omega_2$ , диод  $D_3$ , нагрузка преобразователя  $R_H$ .

Диод  $D_4$  закрыт напряжением  $U_2$  вторичной обмотки  $\omega_2$  силового трансформатора. Диод  $D_2$  закрыт суммой напряжений вторичных обмоток силового и управляющего трансформаторов.

Поскольку первичная полуобмотка управляющего трансформатора  $Tr2$  подключена к источнику питания, а его вторичная обмотка обтекается током нагрузки, управляющий трансформатор участвует в передаче мощности в нагрузку.

Коммутация транзисторов в этой схеме может осуществляться за счет насыщения как силового, так и управляющего трансформаторов. В последнем случае силовой трансформатор может работать с любой индукцией, перемагничиваясь по частному циклу петли гистерезиса без захода в область насыщения.

Экспериментальные исследования показали, что ж. п. д. преобразователя в этом случае оказывается выше, что объясняется уменьшением коммутационных потерь в транзисторах и потерь в стали силового трансформатора.

Максимальный коэффициент преобразования

$$k_{п. макс} = \eta (B_1 B_3 + B_1 + B_3 + 1), \quad (1-52)$$

где  $B_1$  и  $B_3$  — коэффициент усиления силовых и управляющих транзисторов соответственно.

Напряжения на закрытых транзисторах

$$U_{бз} \approx U'_2; \quad U_{бк} \approx U'_2 + 2U_1. \quad (1-53)$$

Отметим, что в случае повышенных значений напряжений на закрытых транзисторах уменьшение напряжений может быть достигнуто за счет секционирования вторичной обмотки  $w'_2$  управляющего трансформатора (как в схемах рис. 1-8).

Напряжение на нагрузке

$$U_n \approx U_1 + U_2 + U'_2. \quad (1-54)$$

На рис. 1-14,б изображена схема двухтрансформаторного преобразователя с обратной связью по току, позволяющая получать любой коэффициент преобразования входного напряжения [Л. 30]. Эта схема является модификацией двухтрансформаторной схемы, подробно рассмотренной в [Л. 9].

Преобразователь содержит силовой  $Tr1$  и управляющий  $Tr2$  трансформаторы, два транзистора  $T_1$  и  $T_2$  и четыре диода.

Особенность этой схемы по сравнению с известной в том, что в ней ток базы открытого транзистора складывается из тока нагрузки преобразователя и тока вторичной обмотки управляющего трансформатора. Последнее позволяет (за счет смещения, подаваемого на базы транзисторов) получить надежный запуск преобразователя при низких входных напряжениях и уменьшить габариты управляющего трансформатора.

Напряжение на нагрузке

$$U_n \approx U_1 + U_2 - U'_1, \quad (1-55)$$

где  $U'_1$  — напряжение на первичной обмотке управляющего трансформатора.

Рассмотренные двухтрансформаторные схемы обладают практически всеми преимуществами одното-

форматорных схем и, несмотря на сравнительно большое число элементов, позволяют получать высокий к. п. д. при низких входных напряжениях и больших коэффициентах преобразования. Типичные для таких схем характеристики приведены на рис. 1-15.

Экспериментальные исследования показали, что к. п. д. этих схем практически одинаков (к. п. д. схемы рис. 1-14,а выше на 2—3%). Преобразователь по рис. 1-14,а имеет большее число транзисторов и диодов, но типовая мощность силового трансформатора в нем несколько меньше вследствие того, что управляющий трансформатор передает мощность в нагрузку.

Включение первичной обмотки управляющего трансформатора в схеме рис. 1-14,б последовательно со вторичной обмоткой силового трансформатора эквивалентно увеличению ее индуктивности рассеяния; это является существенным недостатком, так как приводит к увеличению коммутационных потерь в транзисторах и уменьшению среднего значения выпрямленного напряжения [Л. 9].

### 1-5. Преобразователи с обратной связью по току и гальванически развязанным входом и выходом

В ряде случаев бывает необходимо, чтобы вход и выход преобразователя были электрически изолированы друг от друга. В однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току это требование невозможно удовлетворить, так как наличие общей точки у входа и выхода обуславливается принципом действия схемы. В этих случаях можно использовать двухтрансформаторные схемы с обратной связью по току (рис. 1-16).

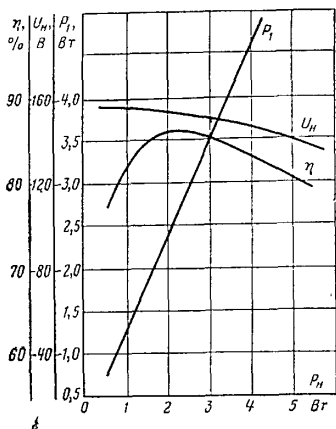


Рис. 1-15. Характеристики двухтрансформаторного преобразователя.

$P_{н.ном} = 2,5$  Вт при  $U_1 = 1,5$  В,  $U_n = 150$  В, транзисторы 1Т403И,  $f = 500$  Гц.



Преобразователи по рис. 1-16, а, в подробно описаны в [Л. 9] и не требуют пояснений. Они обладают большинством достоинств однотрансформаторных преобразователей с обратной связью по току и имеют высокий к. п. д. в широком диапазоне изменения нагрузки. К их недостаткам следует отнести отсутствие надежного запуска при низких входных напряжениях, вследствие чего приходится вводить специальную цепь запуска.

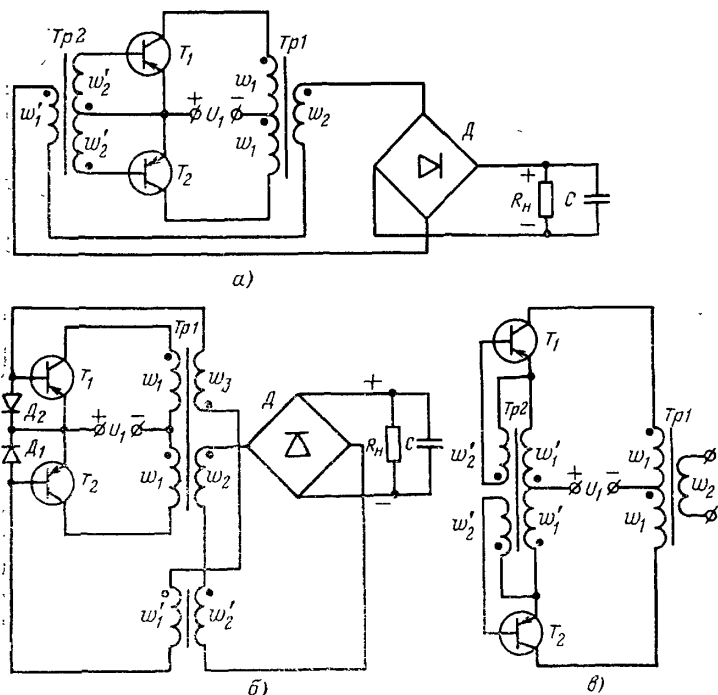


Рис. 1-16. Двухтрансформаторные преобразователи с обратной связью по току и гальванической развязкой входа и выхода.

Преобразователь по рис. 1-16, б является модификацией описанного в [Л. 31]. Он содержит два транзистора  $T_1$  и  $T_2$ , два трансформатора — силовой  $Tr1$  и управляющий и шесть диодов. Силовой трансформатор имеет первичную обмотку со средней точкой и две вторичные — основную  $w_2$  и дополнительную  $w_3$ . Основная обмотка  $w_2$  и вторичная обмотка управляющего трансформатора  $w'_2$  включены последовательно и через вы-

прямительный мост  $D$  подключены к нагрузке  $R_n$ . Дополнительная вторичная обмотка  $\omega_3$  соединена последовательно с первичной обмоткой  $\omega'_1$  управляющего трансформатора.

При открытом транзисторе  $T_1$  полярность напряжения на дополнительной обмотке силового трансформатора такова, что транзистор  $T_1$  поддерживается в открытом состоянии. При этом транзистор  $T_2$  напряжением на открытом диоде  $D_1$  поддерживается в закрытом состоянии.

Дополнительная вторичная обмотка силового трансформатора питает первичную обмотку управляющего трансформатора, который также отдает мощность в нагрузку.

Роль базового сопротивления выполняет приведенное к первичной обмотке управляющего трансформатора сопротивление нагрузки преобразователя.

Напряжение на нагрузке

$$U_n \approx U_2 + U'_2, \quad (1-56)$$

где  $U_2$  — напряжение основной вторичной обмотки силового трансформатора;  $U'_2$  — напряжение вторичной обмотки управляющего трансформатора.

Напряжения на закрытом транзисторе

$$U_{бз} \approx U_d; \quad U_{бк} \approx U_d + 2U_1. \quad (1-57)$$

Коммутация транзисторов может осуществляться за счет насыщения как силового, так и вспомогательного трансформатора. В последнем случае к. п. д. преобразователя будет несколько выше.

Достоинством этой схемы, как показали экспериментальные исследования, является надежный запуск при низких входных напряжениях. Последнее объясняется наличием сильной положительной токовой обратной связи. При этом отпадает необходимость в специальных цепях запуска.

Схемы рис. 1-16 позволяют получать любой коэффициент преобразования входного напряжения. Коэффициент полезного действия этих схем примерно одинаков.

Типовая мощность силового трансформатора примерно одинакова (наличие «лишней» обмотки  $\omega_3$  не приводит к увеличению типовой мощности, так как эта обмотка участвует в передаче мощности в нагрузку). Применение схемы рис. 1-16,б в ряде случаев предпо-

чительно вследствие более надежного запуска ее при низких входных напряжениях.

В случае если на вторичной стороне трансформатора *Tr1* в схеме рис. 1-16,а сравнительно высокое напряжение, то целесообразнее применять схему рис. 1-16,в [Л. 6].

### **1-6. Рекомендации по выбору схемы преобразователя**

Одним из основных критериев при выборе схемы преобразователя является значение коэффициента преобразования напряжения  $k_n = U_n/U_1$ . Кроме того, необходимо учитывать напряжения на транзисторах схемы, число выходов преобразователя, мощность преобразователя, наличие требования гальванической развязки входа и выхода преобразователя или различных выходов преобразователя между собой.

Для определения оптимальных значений  $k_n$  для каждой из приведенных схем преобразователей были изготовлены образцы преобразователей для значений  $k_n = 2 \div 100$ ;  $U_1 = 1,5$  В;  $P_1 = 1,5$  Вт. Материал магнитопровода трансформаторов 79НМ-0,05; диоды Д302; частота преобразователя 500 Гц, транзисторы 1Т403 или П210 (для обоих типов транзисторов оптимальные значения  $k_n$  оказались примерно одинаковыми). По результатам испытаний были определены те оптимальные значения  $k_{n, \text{опт}}$ , при которых к. п. д. данной схемы больше к. п. д. всех остальных схем.

В табл. 1-1 приведены оптимальные значения  $k_{n, \text{опт}}$  для каждой из рассмотренных в гл. 1 схем, а также значения напряжений на транзисторах, на нагрузке и максимальное значение  $k_{n, \text{макс}}$ .

При больших значениях  $k_n$  (40—60) и при малых мощностях ( $P \leq 0,5$  Вт) целесообразно применение схем с конденсаторно-диодным множителем напряжения (типа рис. 1-11,в) [Л. 40]. Наиболее целесообразны схемы симметричных конденсаторно-диодных умножителей напряжения, которые имеют к. п. д. на 4—5% больший, чем несимметричные схемы с таким же коэффициентом умножения [Л. 10]. Опыт показал, что изменение коэффициента умножения напряжения в довольно широких пределах незначительно изменяет к. п. д. преобразователя. Например, в преобразователе по схеме рис. 1-11,в (мощность 0,5 Вт;  $U_1 = 1$  В; напряжение на вторичной

Схема, рис.	$U_{\text{бз}}$		$U_{\text{бк}}$		$U_{\text{н}}$	$k_{\text{п. макс}}$	$k_{\text{п. опт}}$
1-4, а	$U_{\text{н}} - U_1$		$U_{\text{н}} + U_1$		$U_2 + U_1$	$\eta (B + 1)$	4—10
1-4, б	$2 (U_{\text{н}} - U_1)$		$2U_{\text{н}}$		$U_2 + U_1$	$\eta (B + 1)$	2—4
1-8, а	$U_0$		$U_0 + 2U_1$		$U_0 + U_2 + U_1$	$\eta (B + 1)$	10—24
1-8, б	$U_0$		$U_0 + 2U_1$		$U_0 + U_2 + U_1$	$\eta (B + 1)$	10—24
1-8, в	$2U_0$		$2U_0 + 2U_1$		$U_0 + U_2 + 2U_1$	$\eta (B + 1)$	2—4
1-9	$U_{\text{зб.н}}$		$U_{\text{зб.н}} + U_1$		$U_2$	$\eta (B + 1)$	10—24
1-11, а	$T_1$	$T_2$	$T_1$	$T_2$	$2U_2 + U_1$	$2\eta B + 1$	20—30
	$U_{\text{н}} - U_1$	$U_{\text{д1}}$	$U_{\text{н}} + U_1$	$U_{\text{д1}} + 2U_1$			
1-11, б	$T_1$	$T_2$	$T_1$	$T_2$	$2 (U_{2A} + U_1) + U_{2B}$	$2\eta B + 1$	20—30
	$2U_{2A}$	$U_{\text{д1}}$	$2 (U_{2A} + U_1)$	$U_{\text{д1}} + 2U_1$			
1-11, в	$U_{\text{д}}$		$U_{\text{д}} + 2U_1$		$2U_2$	$2\eta B$	24—60
1-14, а	$U'_2$		$U'_2 + 2U_1$		$U_1 + U'_2 + U_2$	$\eta (B_1 B_3 + B_1 + B_3 + 1)$	40
1-14, б	$U'_2$		$U'_2 + 2U_1$		$U_2 - U'_1$	Не ограничивается значением коэффициента усиления $B$	$>40$
1-16, а	$U'_2$		$U'_2 + 2U_1$		$U_2 - U'_1$	То же	$>40$
1-16, б	$U_{\text{д}}$		$U_{\text{д}} + 2U_1$		$U_2 + U'_2$	То же	$>40$

обмотке 15 В; транзисторы П210 В; диоды умножителя Д302; материал магнитопровода 79НМ; частота 500 Гц) к. п. д. был равен 78—79% при изменении коэффициента умножения  $k_{ум}$  от 1 до 4.

При  $k_{н} \geq 100$  целесообразно использование двух-трансформаторных схем преобразователей типа рис. 1-14 и 1-16.

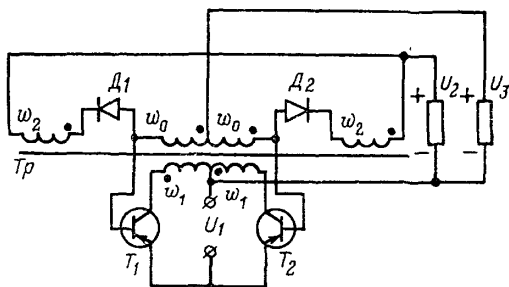


Рис. 1-17. Преобразователь с двумя выходами.

При необходимости иметь на выходе преобразователя несколько различных уровней выходного напряжения его схема составляется из элементарных схем типа рис. 1-4, 1-8 и т. д. В этом случае число возможных комбинаций может быть велико.

На рис. 1-17 приведена схема преобразователя напряжения 0,5 В в два уровня — 1,5 и 6 В [Л. 40], являющаяся комбинацией схем типа рис. 1-4,б и 1-8,а. Данный преобразователь имеет малое начальное напряжение самовозбуждения (0,15—0,2 В).

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ВОПРОСЫ НАДЕЖНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

#### 2-1. Общие положения

Преобразователи в автономных источниках питания работают в течение длительного времени в условиях, исключающих возможность технического обслуживания или ремонта, поэтому требование высокой надежности является одним из основных, предъявляемых к таким преобразователям.

Создание преобразователей с высокой надежностью на большие сроки службы встречает ряд трудностей. Предприятия — изготовители полупроводниковых приборов и других элементов преобразователя гарантируют их соответствие техническим условиям (ТУ) обычно не более чем на 1 год (примерно 10 000 ч). На этот же срок службы приводятся результаты испытания их на надежность. В настоящее время в литературе отсутствуют достоверные данные по испытаниям полупроводниковых приборов, работающих свыше 10 000 ч [Л. 32]. Однако о характере зависимости интенсивности отказов во времени в диапазоне  $10^4$ — $10^5$  ч можно судить по результатам исследований длительной эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры на диодах и транзисторах. По данным [Л. 32] при нормальных условиях эксплуатации интенсивность отказов полупроводниковых приборов не возрастает со временем.

Известно [Л. 33, 35], что интенсивность отказов элементов уменьшается с уменьшением коэффициентов их нагрузки

$$k_n = P/P_{\text{ном}}, \quad (2-1)$$

где  $P$  — рассеиваемая в элементе мощность;  $P_{\text{ном}}$  — номинальная рассеиваемая в элементе мощность.

У преобразователей с высоким к. п. д. электрические нагрузки (токи и напряжения) его элементов (транзисторов, диодов, трансформаторов) невелики и обычно примерно на порядок меньше номинальных. Вследствие этого коэффициенты нагрузки на элементы преобразователя обычно не превышают 0,01—0,05. При этом интенсивности отказов элементов преобразователя невелики и близки к их значениям при складском хранении элементов [Л. 33]. Обычно срок складского хранения элементов (с гарантированным сохранением работоспособности элементов) составляет 10—12 лет.

Указанное обстоятельство позволяет считать задачу создания высоконадежных преобразователей с большим сроком службы принципиально разрешимой.

Постоянство во времени интенсивности отказов дает возможность пользоваться при расчете надежности преобразователей экспоненциальным законом распределения отказов элементов [Л. 34].

В табл. 2-1 приведены рассчитанные по данным и формулам [Л. 33—35] значения надежности преобразователя с одним транзистором в плече, выполненного по

Таблица 2-1

Срок службы, ч	10 000	50 000	100 000
$P$	0,9991	0,9982	0,9891

схеме рис. 1-4,а, при коэффициенте нагрузки его элементов  $k_n=0,05$  и различных сроках службы.

Из табл. 2-1 видно, что даже нерезервированный преобразователь обладает высокой надежностью.

Обычно по ТУ необходимо обеспечить надежность преобразователя не ниже 0,99—0,999. В случаях, когда нерезервированный преобразователь не может обеспечить требуемой надежности, необходимо его резервировать. Для выбора схемы резервирования рассмотрим аварийные режимы в однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току, работающих согласованно с источником питания и с аккумуляторной батареей на выходе.

## 2-2. Аварийные режимы в однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току

Под отказом преобразователя будем понимать такой режим его работы, при котором выходные параметры преобразователя (ток и напряжение нагрузки) не удовлетворяют ТУ. Обычно допустимые по ТУ отклонения тока и напряжения на нагрузке преобразователя от их номинальных значений не превышают нескольких процентов.

Постепенные отказы элементов преобразователя за счет изменения их электрических параметров (изменение коэффициента усиления транзистора или тока закрытого транзистора и т. д.) не приводят к выходу преобразователя из строя. Они лишь незначительно влияют на к.п.д. преобразователя. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только внезапные отказы элементов преобразователя.

В схеме рис. 1-4,а с одним транзистором в плече выход из строя любого из элементов — трансформатора, транзистора, диода (за счет обрыва или короткого замыкания), обрыв мест соединения пайкой и монтажных проводов, — приводит к выходу из строя (отказу) всего преобразователя.

Таблица 2-2

Параметр, %	Диоды		Трансформатор				Транзисторы					
	Корот- кое за- мыкание	Обрыв	Короткое замыкание		Обрыв		Обрыв			Короткое замыкание		
			$w_1$	$w_2$	$w_1$	$w_2$	К	Б	Э	ЭК	ЭБ	КБ
$U_1/U_{1ном}$	200	200	200	200	200	200	200	200	180	10	40	20
$I_1/I_{1ном}$	0	0	0	0	0	0	0	0	17	182	155	180
$I_{н}/I_{н.ном}$	5	0	0	0	0	0	0	0	10	0	0	0

В табл. 2-2 приведены экспериментальные характеристики аварийных режимов в преобразователе по схеме рис. 1-4,а, каждое плечо которого содержит по три параллельных транзистора. В номинальном режиме входное сопротивление преобразователя согласовано с внутренним сопротивлением источника питания и напряжение на входе преобразователя  $U_{1ном}$  равно половине э. д. с. источника питания.

Из табл. 2-2 видно, что преобразователь выходит из строя при коротких замыканиях и обрывах в трансформаторе и диодах, коротких замыканиях в любом из транзисторов.

При обрывах эмиттеров или баз транзисторов схема остается работоспособной при выходе из строя  $n-1=2$  транзисторов ( $n=3$  — число транзисторов в плече).

При обрывах коллекторов транзисторов схема остается работоспособной лишь до выхода из строя определенного числа транзисторов. Это объясняется тем, что при обрыве коллекторов увеличивается коллекторный ток исправных транзисторов. Это происходит при неизменном базовом токе каждого транзистора, поскольку через переходы эмиттер — база неисправных транзисторов продолжают протекать базовые токи. В результате при определенном числе неисправных транзисторов исправные транзисторы выходят из состояния насыщения, что и приводит к отказу схемы.

Выражая токи  $I_K$  и  $I_B$  исправных транзисторов через входную мощность и к. п. д. преобразователя и используя условие (1-28) нахождения транзистора в режиме насыщения, получаем выражение для максимального числа  $n_m$  транзисторов, после выхода которых из строя



(за счет обрыва коллектора) еще возможна нормальная работа преобразователя:

$$n_m \leq n(1 - k_n / \eta B). \quad (2-2)$$

Например, для преобразователя с  $n=30$ ;  $k_n=10$ ;  $\eta=0,85$ ;  $B=30$  из (2-2) имеем  $n_m \leq 18$ , т. е. преобразователь будет нормально работать после обрывов коллекторов у 18 транзисторов в плече.

В табл. 2-3 приведены экспериментальные характеристики аварийных режимов в транзисторном плече

Таблица 2-3

Параметр	Действующие значения токов (в процентах к номинальным значениям при коротком замыкании)		
	ЭК	ЭБ	КБ
Ток эмиттера неисправного транзистора	760	680	765
Ток базы неисправного транзистора	0	700	390
Суммарный эмиттерный ток транзисторов исправного плеча	0	230	172
Суммарный эмиттерный ток транзисторов неисправного плеча (без тока неисправного транзистора)	0	0	105
Суммарный базовый ток транзисторов неисправного плеча (без тока неисправного транзистора)	0	0	48
Суммарный базовый ток транзисторов исправного плеча	0	234	80

преобразователя, состоящем из трех транзисторов. В нормальном режиме входное сопротивление преобразователя согласовано с внутренним сопротивлением источника питания.

При коротком замыкании перехода эмиттер — коллектор токи во всех исправных транзисторах падают до нуля, а действующее значение тока неисправного транзистора  $I_{ЭК}$  возрастает почти до тока короткого замыкания источника питания  $I_{КЗ}$ :

$$I_{ЭК} \approx (0,9 \div 1,0) I_{КЗ}. \quad (2-3)$$

Действующее значение тока через каждый из  $n$  параллельно включенных транзисторов при нормальной работе преобразователя

$$I_s = I_1 / n \sqrt{2} = a I_{КЗ} / n \sqrt{2}, \quad (2-4)$$

где  $I_1$  — постоянный ток источника питания;  $a = I_1/I_{к.з}$  ( $a = 0,5$  при согласованном источнике и преобразователе).

Таким образом, увеличение действующего значения тока через неисправный транзистор равно:

$$I_{с.к}/I_3 \approx (0,9 \div 1,0) n \sqrt{2} a^{-1}. \quad (2-5)$$

Действующее значение базового тока транзистора при нормальной работе преобразователя

$$I_6 = \frac{I_n}{n \sqrt{2}} = \eta \frac{a I_{к.з}}{n \sqrt{2} k_n}. \quad (2-6)$$

При коротком замыкании перехода коллектор — база транзистора напряжения на обмотках трансформатора падают до нуля, а ток источника протекает через исправные транзисторы обоих плеч (табл. 2-3). Это объясняется тем, что на базы всех исправных транзисторов через вторичную обмотку трансформатора и короткозамкнутый переход коллектор — база неисправного транзистора подается отпирающее смещение от «минуса» источника питания. Ток источника питания при этом возрастает примерно до  $0,9 I_{к.з}$  источника.

При коротком замыкании перехода коллектор — база ток базы неисправного транзистора равен сумме базовых токов всех исправных транзисторов преобразователя.

Экспериментальные исследования показали, что увеличение действующего значения базового тока неисправного транзистора с достаточной степенью точности определяется выражением

$$I_{б.н}/I_6 \approx (0,5 \div 0,6) n a^{-1}. \quad (2-7)$$

Если при коротком замыкании коллектор — база разорвать цепь базы неисправного транзистора (например, предохранителем), то ток в эмиттерной цепи этого транзистора возрастает примерно до значения тока короткого замыкания источника. Это происходит вследствие того, что при этом обрываются базовые цепи исправных транзисторов и весь ток источника питания начинает протекать через неисправный транзистор.

При коротком замыкании перехода эмиттер — база возрастают токи в транзисторах исправного плеча, а токи в транзисторах неисправного плеча падают до нуля (табл. 2-3). Это объясняется возникновением в неисправном преобразователе блокинг-генераторного режи-

ма. Базовые токи открытых транзисторов исправного плеча замыкаются по контуру: переход эмиттер — база, вторичная обмотка трансформатора, короткозамкнутый переход эмиттер — база неисправного транзистора. Базовый ток неисправного транзистора равен сумме базовых токов транзисторов исправного плеча. Входной ток преобразователя увеличивается примерно до  $0,8 I_{к.з.}$

Экспериментальные исследования показали, что в этом случае увеличение действующего значения базового тока неисправного транзистора  $I_{бз}$  по отношению к номинальному режиму равно:

$$I_{бз}/I_{б} \approx n/a. \quad (2-8)$$

Отношение базовых токов неисправного транзистора при коротком замыкании переходов эмиттер — база (2-8) и коллектор — база (2-7) равно:

$$I_{бз}/I_{бк} \approx 2. \quad (2-9)$$

Приведенные выражения позволяют выбрать тип предохранителя, а также число параллельно соединенных транзисторов, обеспечивающее надежное срабатывание предохранителей.

### **2-3. Преобразователи с обратной связью по току повышенной надежности**

Анализ аварийных режимов показывает, что защита транзисторной части однотрансформаторного преобразователя с обратной связью по току может быть осуществлена предохранителями в эмиттерной и базовой цепях каждого транзистора.

При коротком замыкании перехода эмиттер — коллектор будет срабатывать предохранитель в эмиттерной цепи неисправного транзистора. При коротком замыкании перехода эмиттер — база будет срабатывать предохранитель в базовой цепи неисправного транзистора. При коротком замыкании перехода коллектор — база вначале сработает предохранитель в базовой, а затем в эмиттерной цепи неисправного транзистора.

Параллельное соединение большого числа транзисторов, защищенных предохранителями, позволяет получать высокую надежность транзисторной части преобразователя.

Надежность диодной части преобразователя можно повысить применением одной из схем резервирования на рис. 2-1, а, б [Л. 33, 34].

При малых коэффициентах нагрузки основная доля отказов диодов (75%) приходится на обрывы [Л. 33]. Вследствие этого более перспективна схема рис. 2-1, а, причем повышение на-

дежности диодного узла преобразователя осуществляется в основном за счет добавления параллельных звеньев.

На рис. 2-2 приведена схема преобразователя с обратной связью по току с поэлементно резервированными транзисторным и диодными узлами.

Таким поэлементным резервированием за счет увеличения числа параллельно соединенных транзисторов с предохранителями и диодных цепочек можно обеспечить практически любую надежность этих узлов. Максимальная надежность преобразователя в этом случае ограничена надежностью трансформатора.

При коротких замыканиях в обмотках трансформатора ток в них (см. табл. 2-2) не возрастает, поэтому защитить трансформатор от коротких замыканий предохранителями невозможно. При малых нагрузках основ-

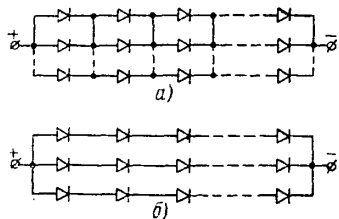


Рис. 2-1. Варианты резервирования диодов преобразователя.

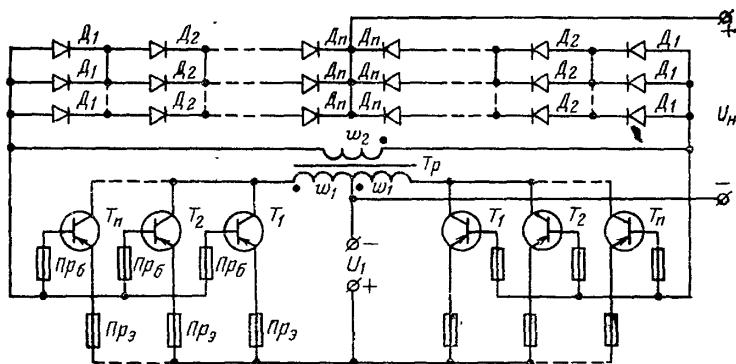


Рис. 2-2. Схема однотрансформаторного преобразователя с обратной связью по току с резервированными диодным и транзисторным узлами.

ная часть отказов трансформатора (75%) происходит из-за коротких замыканий в обмотках, поэтому расщепление обмоток трансформатора не приводит к увеличению его надежности [Л. 33].

Однако надежность трансформатора очень высока. При малых нагрузках интенсивность отказов трансформаторов на два-три порядка меньше интенсивности отказов транзисторов и диодов [Л. 33, 34], поэтому, применяя схему рис. 2-2, можно достигнуть высокой надежности преобразователя.

В случаях, когда схема рис. 2-2 не может обеспечить заданной надежности, можно применить блочное резервирование преобразователя.

На рис. 2-3 и 2-4 приведены схемы блочного резервирования однотрансформаторных преобразователей с обратной связью по току [Л. 36 и 37].

Схема рис. 2-3 содержит основной (1) и  $n$  резервных преобразователей, входы которых питаются параллельно от общего источника питания, а выходы через  $(n-1)$  запирающих диодов  $D$  подключаются к нагрузке.

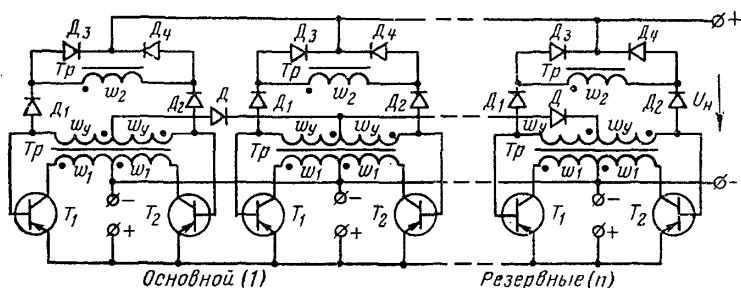


Рис. 2-3. Схема блочно-резервированного преобразователя с диодным запирающим элементом.

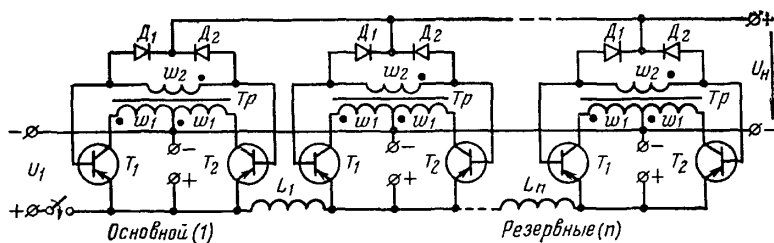


Рис. 2-4. Схема блочно-резервированного преобразователя с дроссельным запирающим элементом.

Запирающие диоды включены между средними точками управляющих обмоток  $\omega_y$  двух соседних преобразователей.

При резервировании преобразователя по схемам рис. 1-4, а и б (где нет управляющих обмоток) запирающие диоды подсоединяются к средним точкам основных вторичных обмоток  $\omega_2$  (в схеме рис. 1-4, а при этом необходимо вывести среднюю точку).

При рассмотрении работы схемы рис. 2-3 считаем, что параметры основного и резервных преобразователей одинаковы.

В номинальном режиме напряжение управляющей обмотки  $\omega_y$  основного преобразователя прикладывается через диод  $D$  в запирающем направлении к транзисторам всех резервных преобразователей и полностью отключает их.

При любых отказах основного преобразователя, кроме коротких замыканий в транзисторах и обрывов во вторичной обмотке  $\omega_2$  и диодах  $D_3$  и  $D_4$ , напряжение на управляющей обмотке значительно уменьшается и в работу вступает резервный преобразователь 2, напряжение управляющей обмотки которого через запирающие диоды  $D$  отключает остальные резервные преобразователи. Неисправный основной преобразователь при этом отключается напряжением на нагрузке.

При отказе преобразователя 2 в работу вступает преобразователь 3 и т. д.

При обрывах в диодах и вторичной обмотке  $\omega_2$  базовый ток неисправного основного преобразователя 1 замыкается через запирающий диод  $D$  и вторичные цепи резервных преобразователей. При этом все резервные преобразователи оказываются запертыми.

Так как при коротких замыканиях в диодах и вторичной обмотке трансформатора основного преобразователя резервный преобразователь вступает в работу, то оказывается возможным повысить надежность системы последовательно-параллельным соединением диодов и выполнением вторичной обмотки  $\omega_2$  из нескольких параллельных ветвей.

Защита от коротких замыканий в транзисторах основного и резервного преобразователей может осуществляться предохранителями в эмиттерной и базовой цепях транзисторов.

Результаты экспериментального исследования схемы рис. 2-3 при одном резервном преобразователе приведены в табл. 2-4. Отметим, что наличие резервных и неисправных преобразователей практически не влияет на к. п. д. преобразования.

Схема рис. 2-4 содержит основной (I) и  $n$  резервных преобразователей, выходы которых работают параллельно на одну нагрузку. Плюсовой вывод входа основного преобразователя соединен с плюсом источника питания. Плюсозные входные выводы всех резервных преобразователей соединены между собой и источником питания через дроссели  $L$ . Минусовые входные выводы всех преобразователей объединены.

Таблица 2-4

Номинальный режим	Транзисторы						Трансформатор						Диоды		
	Короткое замыкание			Обрыв			Короткое замыкание			Обрыв			Короткое замыкание		Обрыв
	ЭК	ЭБ	КБ	Э	Б	К	$w_1$	$w_2$	$w_y$	$w_1$	$w_2$	$w_y$	$D_1$	$D_1$	$D$
++ (рис. 2-3)	—	—	—	+	+	+	+	+	+	+	—	+	+	—	—
++ (рис. 2-4)	—	—	—	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	—	—

Примечание. ++ — работает основной преобразователь;  
 + — работает резервный преобразователь; его к. п. д. равен к. п. д. основного преобразователя;  
 — — система не работает.

При подключении источника питания запускается основной преобразователь. Так как в цепи питания резервных преобразователей включены дроссели, то в момент включения источника напряжение на их входах близко к нулю, и они не запускаются. Выходное напряжение запустившегося основного преобразователя запитывает диоды и транзисторы всех резервных преобразователей.

При любых отказах основного преобразователя (кроме коротких замыканий в транзисторах, защита от которых может быть осуществлена предохранителями в эмиттерной и базовой цепях транзисторов) в работу вступает один из резервных преобразователей и отключает неисправный преобразователь.

Результаты экспериментального исследования схемы рис. 2-4 при одном резервном преобразователе приведены в табл. 2-4.

Отметим, что наличие резервных преобразователей практически не влияет на к. п. д. преобразования.

Режимы при коротких замыканиях в транзисторах в схемах рис. 2-3 и 2-4 практически аналогичны таким режимам в преобразователе по схеме рис. 1-4,а, поэтому возрастание токов в транзисторах может рассчитываться по (2-5), (2-7), (2-8).

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ПОВЫШЕННЫМ К. П. Д.

#### 3-1. Общие положения

Низковольтные преобразователи напряжения часто применяются совместно с первичными источниками энергии, обладающими высокой стоимостью (см. предисловие). В связи с этим основным параметром преобразователя, оговариваемым техническим заданием, является требуемый к.п.д. Кроме того, обычно задаются напряжения на входе и выходе, т. е. коэффициент преобразования, мощность и график нагрузок. В ряде случаев оговариваются максимально допустимые габариты; в противном случае габариты преобразователя выбираются исходя из условия получения минимума массы или стоимости системы в целом: первичный источник и преобразователь.

Естественно, что, помимо этих основных параметров, в техническом задании указываются и остальные необходимые для проектирования данные: температура, влажность, условия эксплуатации, транспортировки и хранения, срок службы и требуемая надежность.

Параллельно входным и выходным выводам преобразователя включаются, как правило, накопители энергии: на входе это может быть конденсатор, а на выходе — аккумулятор или конденсатор. Конденсаторные накопители энергии обычно вводятся в конструкцию преобразователя, а аккумуляторный блок выполняется отдельно. Емкость батареи аккумуляторов должна соответствовать графику нагрузок, а емкость конденсаторов — требуемому уровню пульсаций напряжения.

В ходе проектирования и расчета преобразователя необходимо:

- 1) провести энергетическое сравнение различных схем преобразователей и выбрать схему с наибольшим к.п.д. при заданных условиях;



2) определить оптимальную частоту преобразователя;

3) выбрать материал магнитопровода и рассчитать трансформатор;

4) выбрать тип и рассчитать число параллельно соединенных транзисторов и диодов.

Заканчивается расчет обычно расчетом надежности преобразователя и внесением в схему и конструкцию преобразователя необходимых мер, обеспечивающих надежность. После этого проводится окончательный расчет к. п. д. преобразователя.

### **3-2. Расчет трансформатора на максимальный к. п. д.**

В известной литературе по расчету маломощных трансформаторов [Л. 5—7, 10] не ставилась задача расчета трансформатора на максимальный к. п. д., когда его габариты могут быть достаточно большими.

Максимальный к. п. д., получаемый при расчете трансформатора малой мощности при заданном превышении температуры [Л. 5, 6], недостаточно высок. В [Л. 6] указывается, что для увеличения к. п. д. необходимо снижать электромагнитные нагрузки (плотность тока), однако степень снижения нагрузок не указывается. В большинстве случаев критериями оптимальности выступают масса, габариты или стоимость при достаточно высоком к. п. д.

Рассмотрим здесь задачу расчета трансформатора на максимальный к. п. д. при учете возможных ограничений по стоимости, массе, габаритам и при следующих условиях: магнитопровод трансформатора имеет базовый размер  $a$  (для тороида это ширина сердечника), через который определяются остальные размеры магнитопровода и обмотки с помощью безразмерных коэффициентов геометрии  $\varphi_i$ ; эти коэффициенты, как и коэффициент заполнения обмоточного окна медью, полагаются известными [Л. 5, 6]. Нагрузка трансформатора активная, форма напряжения и тока прямоугольная, индуктивное сопротивление рассеяния обмоток пренебрежимо мало, потерями в меди первичной обмотки от намагничивающего тока можно пренебречь. Будем пренебрегать также потерями в изоляции трансформатора и током через распределенную емкость обмоток, что допустимо при низких частотах и напряжениях.

Температура обмоток и магнитопровода трансформатора известна и равна температуре окружающей среды, что справедливо, как будет показано ниже, для мало-мощных трансформаторов, рассчитанных на максимальный к. п. д. При этом условии нет необходимости принимать во внимание коэффициент теплопроводности катушки, внутренние перепады температуры и др.

Наличие нескольких первичных и вторичных обмоток трансформатора с однополупериодным током в них учитывается, как обычно [Л. 5], коэффициентом, связывающим мощность нагрузки с типовой мощностью трансформатора. Плотности тока в обмотках трансформатора одинаковые. Мощность нагрузки  $P_2$  постоянна и известна.

При этих условиях рассмотрим задачу минимизации суммарных потерь в стали  $P_{ст}$  и в меди  $P_m$  трансформатора.

Потери в стали магнитопровода при частоте  $f$  и максимальной индукции  $B$  [Л. 5, 7]

$$P_{ст} = M_1 B_6^{\beta} f^{\alpha} a^3, \quad (3-1)$$

где

$$M_1 = \rho_0 \gamma B_6^{-\beta} f_6^{-\alpha} k_{ст} \varphi_c; \quad (3-2)$$

$\rho_0$  — удельные потери в стали при базовых значениях максимальной индукции  $B_6$  и частоты  $f_6$ ;  $\gamma$  — плотность материала магнитопровода;  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты, зависящие от материала и толщины пластин или ленты магнитопровода [Л. 5, 7];  $k_{ст}$  — коэффициент заполнения сечения магнитопровода сталью;  $V_c$  — объем магнитопровода;  $\varphi_c = V_c/a^3$  — коэффициент геометрии объема стали.

Потери в меди трансформатора

$$P_m = M_2 \Delta^2 a^3, \quad (3-3)$$

где

$$M_2 = \rho k_0 \varphi_K; \quad (3-4)$$

здесь  $\rho$  — удельное сопротивление провода при температуре окружающей среды;  $\Delta$  — плотность тока;  $k_0$  — коэффициент заполнения окна обмоткой;  $V_K$  — объем обмоток (катушек) трансформатора;  $\varphi_K = V_K/a^3$  — коэффициент геометрии объема меди.

Суммарные потери в трансформаторе

$$P_{\text{ст}} + P_{\text{м}} = M_1 f^{\alpha} B^3 a^3 + M_2 \Delta^2 a^3; \quad (3-5)$$

здесь потери являются функцией четырех параметров:  $f$ ,  $B$ ,  $a$  и  $\Delta$ . Однако независимыми переменными могут быть только любые три из них, так как есть еще основное расчетное уравнение трансформатора, связывающее эти четыре переменные с мощностью нагрузки [Л. 5—7]:

$$P_2 = 2k_{\Phi} B f \Delta k_0 k_{\text{ст}} \eta_{\text{тр}} \varphi_{\text{ок}} k_{\text{м}} a^4, \quad (3-6)$$

где  $P_2$  — мощность нагрузки;  $k_{\text{м}} \leq 1$  — коэффициент, зависящий от числа обмоток с однополупериодным током и их мощности и связывающий мощность нагрузки с типовой мощностью трансформатора;  $\eta_{\text{тр}}$  — к. п. д. трансформатора;  $k_{\Phi}$  — коэффициент формы кривой напряжения, в рассматриваемых условиях прямоугольной кривой  $k_{\Phi} = 1$ ;  $\varphi_{\text{ст}} = S_{\text{ст}}/a^2$  — коэффициент геометрии площади поперечного сечения магнитопровода ( $S_{\text{ст}}$ );  $\varphi_{\text{ок}} = S_{\text{ок}}/a^2$  — коэффициент геометрии площади окна обмотки ( $S_{\text{ок}}$ ).

Выражения для коэффициентов  $\varphi_{\text{с}}$ ,  $\varphi_{\text{к}}$ ,  $\varphi_{\text{ст}}$ ,  $\varphi_{\text{ок}}$  приведены в [Л. 5—7]. Любую из четырех переменных  $f$ ,  $B$ ,  $a$  или  $\Delta$  можно выразить из основного уравнения (3-6) через три другие и, подставив ее в (3-5), получить выражение для суммарных потерь как функцию только трех переменных.

Например, если выразить из (3-6) плотность тока

$$\Delta = \frac{P_2}{2k_{\Phi} B f k_0 k_{\text{ст}} \eta_{\text{тр}} \varphi_{\text{ст}} \varphi_{\text{ок}} k_{\text{м}} a^4} = \frac{P_2}{M_3 f B a^4}, \quad (3-7)$$

где

$$M_3 = 2k_{\Phi} k_0 k_{\text{ст}} k_{\text{м}} \varphi_{\text{ст}} \varphi_{\text{ок}} \eta_{\text{тр}}, \quad (3-8)$$

и подставить это выражение в (3-5), то получим:

$$P_{\text{ст}} + P_{\text{м}} = M_1 f^{\alpha} B^3 a^3 + M_2 P_2^2 / M_3^2 f^2 B^2 a^5. \quad (3-9)$$

Задача минимизации потерь решается однозначно, если заданы и зафиксированы любые две из этих трех переменных и если полагать, что при изменении третьей переменной остаются неизменными  $M_1$  (3-2),  $M_2$  (3-4) и  $M_3$  (3-8). Дальнейший анализ проводится именно при таком допущении, что, конечно, снижает точность полученных результатов. Так, например, при изменении габаритов магнитопровода и даже неизменной относитель-

ной геометрии его может изменяться коэффициент заполнения окна медью  $k_0$ . Коэффициент  $M_3$  (3-8) зависит от к. п. д., значение которого при расчете трансформатора на максимум к. п. д. заранее не известно. В свою очередь коэффициент  $k_m$ , связывающий мощность нагрузки с типовой мощностью трансформатора, тоже зависит от к. п. д.

Учет всех этих взаимосвязей сильно усложнил бы анализ. Однако если учесть, что обычно к. п. д. трансформаторов, рассчитанных на максимальный к. п. д., лежит в пределах 0,95—0,98, и принять в (3-8)  $\eta_{\text{тр}} = 0,97$ , а значение  $k_m$  полагать не зависящим от к. п. д., то существенных погрешностей при количественных расчетах не должно быть. К тому же возможен и метод последовательных приближений, когда после проведенного расчета трансформатора могут быть уточнены предварительно принятые значения коэффициентов  $k_0$ ,  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  и проведен новый расчет.

Выражение (3-9) при переменных частоте или индукции, или базовом размере можно представить в виде функции

$$f(x) = \lambda_1 x^p + \lambda_2 x^{-q} = f_1(x) + f_2(x), \quad (3-10)$$

где  $x$  — варьируемая переменная;  $p$  и  $q$  — показатели степени этой переменной в (3-9);  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  — постоянные коэффициенты, зависящие от выбранной переменной.

Функция (3-10) имеет минимум в точке

$$x_{\text{опт}} = \sqrt[p+q]{q\lambda_2/p\lambda_1}. \quad (3-11)$$

Причем в этой точке отношение первого слагаемого функции ко второму

$$f_1(x_{\text{опт}})/f_2(x_{\text{опт}}) = \lambda_1 x_{\text{опт}}^p / \lambda_2 x_{\text{опт}}^{-q} = q/p. \quad (3-12)$$

Аналогичные выражения могут быть получены, если другие величины выражать из (3-6) и подставлять в (3-5).

Таким образом, может быть шесть различных постановок задач на расчет на максимальный к. п. д. трансформатора с заданной относительной геометрией магнитопровода, отличающихся тем, какие заданы пары из четырех величин ( $B$ ,  $f$ ,  $a$ ,  $\Delta$ ).

Индукция  $B$  считается заданной и равной индукции насыщения, если трансформатор работает в схеме преоб-

разователя напряжения с самовозбуждением, в котором переключение транзисторов происходит автоматически при достижении индукции насыщения. Случай заданной индукции, меньшей, чем индукции насыщения, в рассматриваемых преобразователях не встречается.

Частота  $f$  бывает задана и равна выходной частоте в преобразователях с выходом на переменном токе.

Базовый размер  $a$  задается при ограничениях, накладываемых на массу и габариты трансформатора преобразователя.

Плотность тока  $\Delta$  бывает заданной в преобразователях с весьма малыми токами и мощностью в десятки или сотни микроватт, когда применение минимального из выпускаемых промышленностью диаметра провода определяет плотность тока.

Возможны следующие сочетания исходных условий.

1. Заданы индукция и частота. Это бывает, например, при проектировании преобразователя с выходом на переменном токе заданной частоты, работающего с трансформаторной обратной связью, в котором переключение транзисторов происходит при насыщении магнитопровода (гл. 1).

Расчет начинается с определения из (3-6) и (3-11) оптимального значения базового размера  $a_{\text{опт}}$  и оптимальной плотности тока  $\Delta_{\text{опт}}$ . Дальнейший расчет трансформатора производится по обычным методикам.

2. Заданы индукция и размеры магнитопровода. Этот случай встречается при расчете автогенераторной схемы преобразователя постоянного напряжения с насыщающимся силовым трансформатором и заданным базовым размером.

В этом случае из (3-6) и (3-11) находятся оптимальные значения частоты  $f_{\text{опт}}$  и плотности тока  $\Delta_{\text{опт}}$ . Дальнейший расчет производится по обычным методикам.

3. Заданы частота и размеры магнитопровода. Этот случай имеет место, например, при расчете силового трансформатора преобразователя с выходом на переменном токе заданной частоты, выполненного по двухтрансформаторной схеме типа рис. 1-16,а, где не фиксируется уровень максимальной индукции и задан базовый размер магнитопровода трансформатора.

Задачей расчета при этом является определение оптимальных значений индукции  $B_{\text{опт}}$  и плотности  $\Delta_{\text{опт}}$ . Дальнейший расчет трансформатора ведется по обычным методикам.

4. Заданы индукция и плотность тока. Этот случай имеет место при расчете трансформаторов малой мощности (сотни микроватт), в которых плотность тока задана тем, что диаметр провода обмоток выбирается исходя из технологических соображений или берется равным минимальному диаметру выпускаемых промышленностью проводов. Индукция равна индукции насыщения, так как обычно такие преобразователи выполнены по однотрансформаторной схеме с насыщающимся магнитопроводом.

Задачей расчета при этом является определение оптимальных базового размера  $a_{\text{опт}}$  и частоты  $f_{\text{опт}}$ .

Для этого выразим, например, частоту из (3-7)

$$f = P_2 / M_3 \Delta B a^4 \quad (3-13)$$

и подставим в (3-5), получим выражение суммарных потерь

$$\begin{aligned} P_{\text{ст}} + P_{\text{м}} &= M_1 (P_2 / M_3 \Delta)^{\alpha} B^{3-\alpha} a^{3-4\alpha} + M_2 \Delta^2 a^3 = \\ &= \lambda_1 a^{3-4\alpha} + \lambda_2 a^3. \end{aligned} \quad (3-14)$$

Отсюда в соответствии с (3-11) находится оптимальный размер, а затем из (3-13) — частота.

Дальнейший расчет трансформатора ведется по обычным методикам.

Пятый случай, когда заданы плотность тока и частота, практически не встречается и здесь не рассматривается, так как маломощные преобразователи с выходом на переменном токе не применяются.

Шестой случай, когда заданы плотность тока и линейный размер, также представляет лишь теоретический интерес, так как может встретиться только в двухтрансформаторных схемах (рис. 1-16), в которых выходной трансформатор перемагничивается по частному циклу с максимальной индукцией, меньшей индукции насыщения. Поскольку в микроваттном диапазоне мощностей применение двухтрансформаторных схем типа рис. 1-16 нецелесообразно, этот случай также здесь не рассматривается.

В табл. 3-1 для первых четырех вариантов расчета приведены полученные выражения для оптимальных значений рассчитываемых параметров. Кроме того, для каждого из этих случаев приведено отношение потерь в стали к потерям в меди в оптимальном трансформаторе.

Параметр	Вариант расчетной задачи			
	1	2	3	4
Заданная пара величин	$B; f$	$B; a$	$f; a$	$B; \Delta$
Определяемые величины	$\Delta; a$	$f; \Delta$	$B; \Delta$	$a; f$
Оптимальные значения определяемых величин	$a_{\text{опт}} = \sqrt[8]{\frac{5M_2 P_2^2}{3M_1 M_3^2 f^{2+\alpha} B^{2+\beta}}}$ $\Delta_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{3M_1 f^2 B^\beta}{5M_2}}$	$f_{\text{опт}} = \sqrt[2+\alpha]{\frac{2M_2 P_2^2}{\alpha M_1 M_3^2 f^{2+\beta} a^8}}$ $\Delta_{\text{опт}} = \sqrt[2+\alpha]{\frac{\frac{\beta-\alpha}{\alpha M_1 P_2^2 B^{2+\alpha}}}{2M_2 M_3^2 a^{4\alpha}}}$	$B_{\text{опт}} = \sqrt[2+\beta]{\frac{2M_2 P_2^2}{\beta M_1 M_3^2 B^{2+\alpha} a^8}}$ $\Delta_{\text{опт}} = \sqrt[2+\beta]{\frac{\beta M_1 P_2^2 f^{\alpha-\beta}}{2M_2 M_3^2 a^{4\beta}}}$	$a_{\text{опт}} = \sqrt[4\alpha]{\frac{(4\alpha-3) M_1 B^{\beta-\alpha} P_2^\alpha}{3M_2 M_3^2 \Delta^{2+\alpha}}}$ $f_{\text{опт}} = \sqrt[\alpha]{\frac{3M_2 \Delta^2}{(4\alpha-3) M_1 B^\beta}}$
Отношение потерь в стали к потерям в меди в режиме максимального к. и. д. $P_{\text{ст}}/P_{\text{м}}$	$\frac{5}{3}$	$\frac{2}{\alpha}$	$\frac{2}{\beta}$	$\frac{3}{4\alpha-3}$

Как видно из табл. 3-1, соотношение потерь при предлагаемом подходе к расчету маломощных трансформаторов на максимальный к. п. д. существенно отличается от единицы. На возможность отличия этого отношения от единицы при различных условиях оптимизации трансформатора указано в [Л. 5, 6].

В табл. 3-2 приведены характеристики обычно применяемых для магнитопроводов материалов [Л. 5, 7, 10], снятые при синусоидальной прямоугольной формах напряжения питания для  $f_0=1$  кГц и  $B_0=1$  Т.

Таблица 3-2

Материал	Толщина, мм	Форма напряжения					
		прямоугольная			синусоидальная		
		$P_0$ , Вт/кг	$\beta$	$\alpha$	$P_0$ , Вт/кг	$\beta$	$\alpha$
34НҚМП	0,1	8,8	1,65	1,65	10,0	1,70	1,65
	0,05	6,3	1,65	1,40	6,8	1,65	1,41
40НҚМП	0,1	16	1,25	1,40	14,0	1,27	1,41
	0,05	8,2	1,40	1,40	7,9	1,41	1,40
50НП	0,05	14,7	1,30	1,30	15,3	1,32	1,20
	0,02	7,1	1,35	1,30	7,5	1,40	1,30
68НМП	0,05	7,1	1,55	1,55	7,0	1,50	1,51
79НМ	0,1	5,0	2,00	1,80	5,5	2,00	1,65
	0,05	4,2	2,00	1,60	4,6	2,00	1,60
	0,02	3,5	2,00	1,40	3,5	2,00	1,40
33НҚМС	0,05	5,5	2,00	1,47	5,5	2,00	1,43
ЭП-61							
Э-350	0,08	22	1,80	1,40	26,0	1,80	1,40

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta_{\text{тр}} = \frac{P_2}{P_2 + P_{\text{ст}} + P_{\text{м}}} = \left[ 1 + \frac{M_2 \Delta^2 a^3}{P_2} \left( 1 + \frac{P_{\text{ст}}}{P_{\text{м}}} \right) \right]^{-1}. \quad (3-15)$$

Подставляя в (3-15) выражения оптимальных  $\Delta_{\text{опт}}$ ,  $a_{\text{опт}}$  и отношения потерь из табл. 3-1, получаем выражения для максимального к. п. д. трансформатора в каждом из рассмотренных четырех вариантов (табл. 3-3).

Приведенные соотношения позволяют провести анализ зависимости оптимальных значений тех или иных величин от значений задаваемых величин; кроме того, они позволяют определить степень отклонения к. п. д. от



Вариант расчетной задачи	Заданные величины	Максимальный к. п. д. трансформатора
1	$B; f$	$(1 + 1,94 M_1^{0,625} M_2^{0,375} M_3^{-0,75} B^{0,625\beta - 0,75} f^{0,625\alpha - 0,75} P_2^{-0,25})^{-1}$
2	$B; a$	$\left[ 1 + \left( 1 + \frac{2}{\alpha} \right)^{2+\alpha} \sqrt{0,25\alpha^2 M_1^2 M_2^\alpha M_3^{-2\alpha} B^{2\beta - 2\alpha} a^{6-5\alpha} P_2^{\alpha-2}} \right]^{-1}$
3	$f; a$	$\left[ 1 + \left( 1 + \frac{2}{\beta} \right)^{2+\beta} \sqrt{0,25\beta^2 M_1^2 M_2^\beta M_3^{-2\beta} B^{2\alpha - 2\beta} a^{6-5\beta} P_2^{\beta-2}} \right]^{-1}$
4	$B; \Delta$	$\left[ 1 + 4 \alpha M_3^{-0,75} P_2^{-0,25} \sqrt{0,037 (4\alpha - 3)^{3-4\alpha} M_1^3 M_2^{4\alpha-3} \Delta^{5\alpha-6} B^{3\beta-3\alpha}} \right]^{-1}$

максимального значения при отклонении данного параметра от его оптимального значения.

На рис. 3-1 для примера показано влияние частоты при неизменной индукции на оптимальный базовый размер в расчетной задаче № 1 для двух крайних значений  $\alpha$ , встречающихся в табл. 3-2. На рис. 3-2 показано влияние базового размера при неизменной индукции на оптимальную частоту в расчетной задаче № 2.

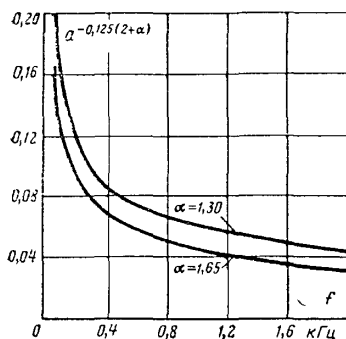


Рис. 3-1. Зависимость оптимального базового размера от частоты в расчетной задаче (вариант 1).

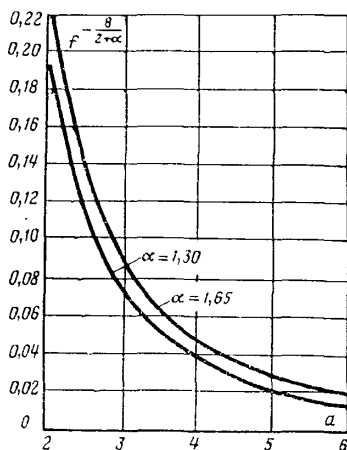


Рис. 3-2. Зависимость оптимальной частоты от базового размера в расчетной задаче (вариант 2).

Расчет показал, что при максимальном к. п. д. трансформатора 90% в расчетной задаче № 1 увеличение плотности тока на 10% от оптимального значения при допущении неизменности коэффициента заполнения окна медью ( $k_o$ ) и коэффициента геометрии объема меди ( $\varphi_k$ ) приводит к уменьшению к. п. д. трансформатора на 1%. Если же иметь в виду, что с увеличением  $\Delta$  в данных условиях уменьшаются значения  $k_o$  и  $\varphi_k$ , то снижение к. п. д. будет еще меньшим. Чем выше значение максимального к. п. д., тем, естественно, слабее влияют отклонения значения того или иного параметра от оптимального.

В практике встречаются случаи, когда фиксированы три независимых параметра. При этом расчет на минимум потерь не может быть произведен. По основному расчетному уравнению (3-6) определяется четвертый параметр и далее выполняется обычный расчет. Напри-

мер, при проектировании преобразователя весьма малой мощности по технологическим соображениям приходится применять имеющиеся магнитопроводы минимальных размеров, и таким образом фиксируется  $a$ , минимальный диаметр провода определяет плотность тока, а индукция равна индукции насыщения и таким образом задается, так как в этих преобразователях применяются однотрансформаторные схемы с самовозбуждением. По известным  $a$ ,  $B$ ,  $\Delta$  из (3-6) определяется лишь частота. Дальнейший расчет проводится обычным образом.

До сих пор полагали известной и заданной относительную геометрию магнитопровода. Исследования оптимальной геометрии магнитопроводов проведены многими авторами при различных критериях оптимальности [Л. 5, 6]. Однако в рассматриваемой в данной книге постановке вопроса о расчете трансформатора с максимальным к.п.д., когда факторы массы и превышения температуры не принимаются во внимание, задача поиска оптимальной геометрии не была рассмотрена.

В [Л. 52] проведен анализ влияния на к.п.д. трансформатора геометрии тороидального магнитопровода. За базовый размер, как и в [Л. 5, 6], принята ширина сердечника  $a$ , а все остальные размеры:  $d$  — внутренний диаметр и  $b$  — высота сердечника — связаны с  $a$  через коэффициенты геометрии  $x$  и  $y$ :

$$x = d/a; \quad y = b/a.$$

Рассматривалась задача определения значений  $x$ ,  $y$ ,  $a$  и  $f$ , при которых к.п.д. трансформатора будет максимальным, если заданы его мощность, масса, материал магнитопровода и максимальная индукция.

Для материала 79НМ-0,05 ( $\alpha=1,6$ ) при  $k_{ст}=0,8$ ;  $k_0=0,25$  было получено:  $x_{опт}=4,3$ ;  $y_{опт}=2,8$ .

Если для данного примера отступить от оптимальных соотношений, то при  $2 < x < 9$  и  $7 > y > 1$  потери в трансформаторе будут превышать минимальное значение потерь (при  $x_{опт}$  и  $y_{опт}$ ) не более, чем на 10%.

Конечно, по данному одному примеру, рассмотренному к тому же при допущении, что коэффициент  $k_0$  не зависит от относительной геометрии, нельзя сделать общего вывода об области целесообразных с точки зрения к.п.д. значений коэффициентов геометрии  $x$  и  $y$  тороидальных магнитопроводов. Однако известное представление об оптимальной геометрии этот пример все же дает. Отметим, что геометрия стандартного ряда торо-

идальных магнитопроводов такова, что  $x=3\div 12$ ;  $y=0,5\div 3$  [Л. 5, 7].

Этот анализ показывает также относительно слабую зависимость потерь в трансформаторе, рассчитанном на максимальный к. п. д., от относительной геометрии магнитопровода. Данное обстоятельство позволяет при расчете оптимальных значений варьируемых параметров (например, плотности тока) рекомендовать использовать их значения, полученные для определенной геометрии магнитопровода, практически для магнитопроводов с существенно иной геометрией. При этом не исключается, конечно, применение метода последовательных приближений.

В практике расчета трансформатора наиболее часто встречается вариант 1; при этом основным неизвестным параметром является плотность тока, зная которую можно с помощью основного расчетного уравнения трансформатора (3-6) выбрать типоразмер магнитопровода. Для облегчения этой задачи на рис. 3-3 приведены расчетные зависимости плотности тока от частоты (вариант 1). Расчет проведен для тороидального магнитопровода ОЛ 25/35-5 с относительной геометрией  $x=5$ ,  $y=1$  и при коэффициенте заполнения окна медью  $k_o=0,25$ , коэффициенте заполнения сечения магнитопровода сталью  $k_{ст}=0,8$ .

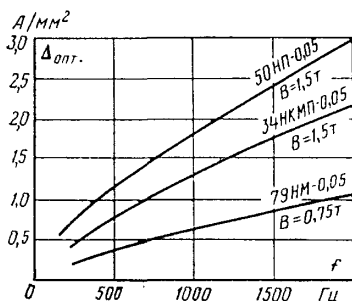


Рис. 3-3. Зависимость оптимальной плотности тока от частоты для различных материалов сердечника.

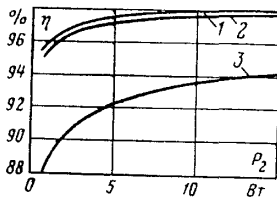


Рис. 3-4. Зависимость к. п. д. трансформатора от мощности.

1 — расчет по предложенной методике; 2 — эксперимент; 3 — расчет по методике [Л. 7] при  $\theta=50^\circ C$ .

Как видно из рис. 3-3, оптимальная плотность тока примерно в 5—10 раз меньше плотностей тока, обычно рекомендуемых для трансформаторов преобразователей [Л. 7] при превышении температуры  $\theta=50^\circ C$ , что собственно и определяет существенное увеличение к. п. д.

На рис. 3-4 (кривая 1) и в табл. 3-4 приведена расчетная зависимость к. п. д. трансформаторов от их мощности при частоте

Таблица 3-4

Мощность трансформатора, Вт	К. п. д. трансформатора, %		
	Предложенная методика		Расчет по обычной методике $\theta = 50^\circ\text{C}$ [Л. 7]
	Расчет	Эксперимент	
0,10	93,1	92,4	82,0
0,41	95,3	94,8	88,0
2,08	96,9	96,5	90,5
7,30	97,8	97,6	93,2
16,10	98,1	98,0	94,3

500 Гц. Расчет проведен по формулам табл. 3-3 для первого варианта расчетной задачи, для магнитопроводов стандартного ряда, выполненных из материала 79НМ-0,05. Даже при мощности  $P_2=0,1$  Вт к. п. д. трансформатора достаточно высок (93,1%). На рис. 3-4 приведены также результаты экспериментального определения к. п. д. трансформаторов, изготовленных по расчетным данным (кривая 2). Для сравнения на рис. 3-4 (кривая 3) приведена зависимость к. п. д. трансформаторов от мощности, рассчитанных при превышении температуры  $50^\circ\text{C}$  с обычно рекомендуемыми плотностями тока [Л. 7].

Низкие плотности тока приводят к увеличению массы. Расчеты показывают, что при  $f=500$  Гц масса трансформатора, рассчитанного на максимальный к. п. д., приблизительно в 6 раз больше массы трансформатора той же мощности, рассчитанного по обычной методике при превышении температуры  $50^\circ\text{C}$  [Л. 5 и 7].

Низкие плотности токов и большие габариты трансформаторов, рассчитанных на максимальный к. п. д., приводят к тому, что превышение температуры у них на частотах до 2 кГц не достигает  $1-2^\circ\text{C}$ , что исключает необходимость в проведении поверочного теплового расчета.

Таблица 3-5

Размеры магнитопровода	$k_0$	$f = 200$ Гц			$f = 500$ Гц			$f = 1000$ Гц		
		$P_2$ , Вт	$\Delta$ , А/мм <sup>2</sup>	$\eta$ , %	$P_2$ , Вт	$\Delta$ , А/мм <sup>2</sup>	$\eta$ , %	$P_2$ , Вт	$\Delta$ , А/мм <sup>2</sup>	$\eta$ , %
20/25-5	0,20	0,02	0,13	91,9	0,10	0,27	93,1	0,36	0,47	94,0
20/25-6,5	0,20	0,03	0,14	92,5	0,15	0,30	93,7	0,51	0,51	94,5
20/28-5	0,20	0,04	0,16	92,9	0,21	0,33	94,0	0,71	0,58	94,8
22/30-5	0,20	0,04	0,15	93,2	0,23	0,31	94,2	0,80	0,54	94,9
25/35-5	0,25	0,08	0,13	94,4	0,41	0,27	95,3	1,43	0,48	95,9
25/35-6,5	0,25	0,11	0,15	94,9	0,59	0,30	95,7	2,06	0,53	96,3
25/40-5	0,25	0,14	0,16	94,9	0,73	0,33	95,7	2,54	0,57	96,2
25/40-6,5	0,25	0,20	0,17	95,3	1,05	0,36	96,1	3,67	0,63	96,6
28/40-8	0,25	0,22	0,16	95,6	1,17	0,32	96,4	4,07	0,56	96,8
28/40-10	0,25	0,30	0,17	96,0	1,58	0,35	96,6	5,50	0,61	97,1
32/45-8	0,25	0,30	0,14	95,9	1,54	0,30	96,6	5,35	0,52	97,0
32/45-10	0,25	0,40	0,16	96,2	2,08	0,33	96,9	7,25	0,57	97,3
32/50-8	0,25	0,47	0,16	96,2	2,45	0,35	96,8	8,51	0,60	97,2
36/56-8	0,25	0,63	0,16	96,5	3,27	0,33	97,0	11,38	0,57	97,4
36/56-10	0,25	0,86	0,17	96,8	4,45	0,36	97,3	15,50	0,62	97,6
40/56-12,5	0,28	1,01	0,15	97,1	6,26	0,31	97,6	18,30	0,53	97,9
40/56-16	0,28	1,41	0,16	97,3	7,32	0,33	97,8	25,50	0,58	98,1
40/64-12,5	0,28	1,81	0,18	97,4	9,42	0,37	97,8	32,80	0,61	98,1
45/70-16	0,28	3,10	0,18	97,7	16,1	0,37	98,1	56,10	0,65	98,4

Все указанные здесь расчеты проведены для трансформатора одна из двух обмоток которого выполнена со средней точкой ( $k_m = 0,83$ ).

Для облегчения проектирования трансформатора в табл. 3-5 приведены результаты расчета на ЭВМ ряда трансформаторов, выполненных на тороидальных магнитопроводах из материала 79НМ-0,05 при заданных частотах (0,2; 0,5 и 1,0 кГц); максимальной индукции 0,75 Т,  $k_{ст} = 0,8$ ;  $k_m = 0,83$ . Рассчитывались плотность тока и мощность, соответствующие максимальному к. п. д., а также значение к. п. д.

Таким образом, в данной задаче были известны  $a$ ,  $f$ ,  $B$  и из условия максимума к. п. д. определялись оптимальные  $\Delta$  и  $P_2$ . Такие расчеты представляют интерес, так как часто не удается подобрать магнитопровод, соответствующий расчетному значению  $a_{опт}$  и оптимальной геометрии. По данным табл. 3-5 или по аналогичным расчетным данным можно для заданной мощности выбрать магнитопровод трансформатора.

Анализ показывает [Л. 52], что в диапазоне частот 50 Гц — 10 кГц при мощностях 1—30 Вт наибольший к. п. д. имеют трансформаторы с магнитопроводом из пермаллоя 79НМ-0,05. В табл. 3-6

Таблица 3-6

Материал магнитопровода	Отношение потерь	Частота, при которой потери в трансформаторах равны, кГц
50НП	$1,93f^{-0,13}$	165
40НКМП	$1,45f^{-0,0835}$	9,7
34НКМП	$1,37f^{-0,0835}$	43,6
33НКС	$1,28f^{-0,053}$	100

для трансформаторов, рассчитанных на максимальный к. п. д. при заданных  $B$  и  $a$ , приведено отношение потерь в трансформаторах с магнитопроводами из различных материалов (табл. 3-2) к потерям в трансформаторе с магнитопроводом из пермаллоя 79НМ-0,05 (толщина всех материалов 0,05 мм).

В диапазоне частот 100—2000 Гц потери в трансформаторах с магнитопроводами из различных материалов в 2,5—1,5 раза превышают потери в трансформаторе из пермаллоя 79НМ-0,05.

Для маломощных и малогабаритных преобразователей, когда вопросы технологичности конструкции катушки трансформатора выходят на первый план, рекомендуется применять ферритовые магнитопроводы, например из материала 2000 НМ. На частотах 2000 Гц и выше к. п. д. трансформаторов с ферритовыми магнитопроводами всего лишь на 3—7% меньше, чем к. п. д. трансформаторов с магнитопроводами из пермаллоя

79НМ-0,05. Однако открытая намотка катушек для трансформаторов с магнитопроводом броневого типа оказывается единственно приемлемой, в особенности при применении проводов с толщиной 20—50 мкм.

При проектировании трансформатора преобразователя для радиоизотопного термоэлектрического генератора обычно однозначно может быть задана лишь индукция  $B \approx B_S$ . Из оставшихся трех переменных  $\Delta$ ,  $f$ , а необходимо задаться частотой или

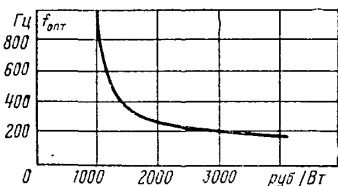


Рис. 3-5. Зависимость оптимальной частоты от стоимости радиоизотопного топлива.

размером  $a$ , после чего провести расчет оптимальной плотности тока и последнего параметра —  $a$  или  $f$ . Выбор значений  $a$  или  $f$  производится исходя из следующих соображений. С ростом частоты уменьшаются  $a$  и масса трансформатора, падает стоимость трансформатора, но падает и его к. п. д.

(табл. 3-1 и 3-3), поэтому растет стоимость самого радиоизотопного генератора. Оптимальной будет такая частота (размер  $a$ ) трансформатора, при которой суммарная стоимость трансформатора и радиоизотопного генератора минимальна. Чем выше стоимость топлива, тем дороже каждый процент потерь мощности и тем больше по габаритам, следовательно, с большим к. п. д. и с меньшей частотой должен быть преобразователь.

В [Л. 52] показано, как, зная удельную стоимость радиоизотопного топлива (руб/Вт), рассчитать оптимальную частоту преобразователя, обеспечивающую минимум суммарной стоимости всей системы. На рис. 3-5 для примера приведена полученная в [Л. 52] зависимость оптимальной частоты от удельной стоимости топлива.

Таким образом, возможен следующий порядок расчета трансформатора преобразователя для радиоизотопного термоэлектрического генератора:

1) по удельной стоимости топлива и по рис. 3-5 определяется оптимальная частота  $f_{\text{опт}}$ ;

2) по рис. 3-3 определяется оптимальная плотность тока  $\Delta_{\text{опт}}$ , соответствующая частоте  $f_{\text{опт}}$ ;

3) по основной расчетной формуле (3-6) при известных  $B \approx B_S$  и  $\Delta_{\text{опт}}$  рассчитывается произведение  $S_{\text{ст}} S_{\text{ок}}$ ;

4) из стандартного ряда [Л. 5, 7, 10] выбирается ближайший типоразмер магнитопровода;

5) производится дальнейший расчет трансформатора по обычной методике [Л. 5, 7, 10].

### **3-3. Расчет выпрямителей статических преобразователей**

По выбранной схеме преобразователя (гл. 1) и по данным нагрузки определяются прямой ток диода и обратное напряжение на диоде, которые являются исходными данными при расчете выпрямителя.

Использование диодов при обратном напряжении, близком к паспортному предельно допустимому значению, автоматически обеспечивает высокий к.п.д. выпрямителя (около 99%) и не требует принятия дополнительных мер для повышения к.п.д.

В низковольтных преобразователях, в которых диоды работают с обратным напряжением, существенно меньшим допустимого, кроме выбора типа диода, встает задача повышения к.п.д., которое может осуществляться либо недоиспользованием диодов по току, либо включением некоторого числа параллельно соединенных диодов. Оптимальное число параллельных диодов зависит от многих факторов (допустимые габариты, требуемый к.п.д. и др.).

Потери в диодах делятся на статические потери в открытом и закрытом состоянии и динамические потери. Как показано в [Л. 11, 14], динамическими потерями в диодах на частотах до 2 кГц можно пренебречь. Изменением числа параллельно соединенных диодов можно влиять на статические потери в диодах, а динамические потери, зависящие от частотных свойств диода и мощности нагрузки, при этом остаются практически постоянными. В связи с этим поставим задачу минимизации статических потерь в диодах при допущении равномерного распределения токов между диодами.

В рассматриваемых преобразователях (гл. 1) форма напряжения на обмотках трансформатора прямоугольная, напряжение на входе и выходе преобразователя постоянно, без пульсаций, поэтому форма тока через диоды и обратного напряжения на диодах прямоугольная. Задачу минимизации статических потерь в диодах



при перечисленных условиях удобно решать, пользуясь мгновенными значениями токов и напряжений.

Напряжение  $U_n$  и ток нагрузки  $I_n$  для данного преобразователя заданы, и при проектировании преобразователя их следует рассматривать как постоянные величины, не зависящие от числа параллельно соединяемых диодов. Это означает, что заданы суммарный прямой ток через диоды и обратное напряжение на диодах.

Ограничимся рассмотрением двухполупериодного выпрямителя с двумя идентичными диодными группами и трансформатором со средней точкой, для которого

$$\Sigma I_{\text{пр}} = I_n; \quad U_{\text{обр}} = 2U_n, \quad (3-16)$$

где  $I_{\text{пр}}$  — прямой ток одного диода;  $U_{\text{обр}}$  — обратное напряжение на каждом диоде.

Суммарные статические потери в двух диодных группах (плечах)

$$P_d = U_{\text{пр}} I_n + 2U_n (\Sigma I_{\text{обр}}), \quad (3-17)$$

где  $U_{\text{пр}}$  — прямое падение напряжения на диодах;  $\Sigma I_{\text{обр}}$  — сумма обратных токов диодов одного плеча при данном обратном напряжении (3-16).

Поскольку через диод протекают неизменные во времени в один полупериод прямой, а в другой полупериод обратный токи, то удобно пользоваться статическими (интегральными) сопротивлениями диода

$$R_{\text{пр}} = U_{\text{пр}} / I_{\text{пр}}; \quad R_{\text{обр}} = U_{\text{обр}} / I_{\text{обр}}. \quad (3-18)$$

В соответствии с (3-16) и (3-18) для данного типа диода прямое сопротивление диода  $R_{\text{пр}}$  зависит от тока нагрузки и числа параллельно включенных диодов, а обратное сопротивление  $R_{\text{обр}}$  зависит только от напряжения нагрузки.

Если в каждом плече выпрямителя включено  $n$  одинаковых диодов, то

$$I_{\text{пр}} = I_n / n; \quad \Sigma I_{\text{обр}} = n I_{\text{обр}}. \quad (3-19)$$

Прямые и обратные сопротивления диодов плеча

$$R_{\text{пр}}(n) = R_{\text{пр}} / n; \quad R_{\text{обр}}(n) = R_{\text{обр}} / n. \quad (3-20)$$

Прямое падение напряжения на диодах плеча

$$U_{\text{пр}}(n) = I_{\text{пр}} R_{\text{пр}} = I_n R_{\text{пр}} / n; \quad (3-21)$$

обратный ток

$$I_{\text{обр}}(n) = n U_{\text{обр}} / R_{\text{обр}} = 2n U_n / R_{\text{обр}}. \quad (3-22)$$

Потери (3-17) представим в виде

$$P_d = (R_{\text{пр}}/n) I_n^2 + (4n/R_{\text{обр}}) U_n^2. \quad (3-23)$$

Поскольку  $R_{\text{пр}} = f(n)$ , дальнейший анализ потерь и их минимизацию удобно вести, приняв ту или иную аппроксимацию вольт-амперной характеристики диода. В простейшем случае линеаризации ветвей характеристики прямое и обратное сопротивления диода постоянны и не зависят от режима его работы.

Тогда функция  $P_d(n)$  имеет тот же вид, что (3-10), и из (3-11), полагая  $p=1$  и  $q=1$ , находим оптимальное число  $n_{\text{опт}}$  параллельно соединенных диодов, соответствующее минимуму потерь в выпрямителе

$$n_0 = \frac{I_n}{2U_n} \sqrt{R_{\text{пр}} R_{\text{обр}}} = \frac{I_n}{I_{\text{опт}}}, \quad (3-24)$$

где

$$I_{\text{опт}} = \frac{2U_n}{\sqrt{R_{\text{пр}} R_{\text{обр}}}} \quad (3-25)$$

— оптимальный прямой ток, которым должен быть нагружен каждый диод для обеспечения минимальных потерь в выпрямителе.

Из (3-23) и (3-24) получим выражение минимальной мощности потерь

$$P_{d, \text{мин}} = 4U_n I_n \sqrt{R_{\text{пр}}/R_{\text{обр}}} = 4P_n \sqrt{R_{\text{пр}}/R_{\text{обр}}}. \quad (3-26)$$

Из (3-26) следует, что минимальные потери в выпрямителе будут при применении диодов с минимальным значением отношения  $R_{\text{пр}}/R_{\text{обр}}$  и при условии, что в каждом плече включено  $n_{\text{опт}}$  параллельных диодов. Если последнее условие не реализуется, то мощность потерь находится по (3-23).

Простейшая аппроксимация прямой ветви дает удовлетворительные результаты только при очень малых (для данного типа диода) прямых токах и напряжениях. Лучшее приближение к реальным характеристикам дает кусочно-линейная аппроксимация в виде

$$U_{\text{пр}} = U_0 + r_{\text{пр}} I_{\text{пр}}; \quad (3-27)$$

$$I_{\text{обр}} = I_0 + U_{\text{обр}}/r_{\text{обр}}; \quad (3-28)$$

здесь  $r_{\text{пр}}$  и  $r_{\text{обр}}$  — дифференциальные сопротивления;  $U_0$ ,  $I_0$  — так называемые пороговые напряжение и ток.

Из (3-16), (3-19), (3-27) и (3-28) получим, что при  $n$  параллельных диодах сопротивления одного диода

$$R_{\text{пр}} = r_{\text{пр}} + nU_0/I_n; \quad (3-29)$$

$$R_{\text{обр}} = 2r_{\text{обр}}U_n/(2U_n + r_{\text{обр}}I_0). \quad (3-30)$$

Из (3-23), (3-29) и (3-30) получим:

$$P_d = U_0I_n + n(2U_nI_0 + 4U_n^2/r_{\text{обр}}) + r_{\text{пр}}(I_n^2/n). \quad (3-31)$$

Теперь функция  $P_d(n)$  имеет тот же вид, что (3-10), и из (3-11), полагая  $p=1$  и  $q=1$ , находим оптимальное число параллельно соединенных диодов

$$n_{\text{опт}} = \frac{I_n}{2U_n} \sqrt{r_{\text{пр}}R_{\text{обр}}} = \frac{I_n}{2U_n} \sqrt{\frac{2U_n r_{\text{пр}} r_{\text{обр}}}{2U_n + r_{\text{обр}}I_0}} = \frac{I_n}{I_{\text{опт}}}. \quad (3-32)$$

Минимальные потери в выпрямителе

$$R_{\text{д. мин}} = P_n \left( \frac{U_0}{U_n} + 4 \sqrt{\frac{r_{\text{пр}}}{r_{\text{обр}}} + \frac{r_{\text{пр}}I_0}{2U_n}} \right). \quad (3-33)$$

В табл. 3-7 для примера приведены экспериментальные значения параметров  $U_0$ ;  $I_0$ ;  $r_{\text{пр}}$  и  $r_{\text{обр}}$  для нескольких типов диодов и одного транзистора, у которого переход база — коллектор использовался

Таблица 3-7

Тип полупроводникового прибора	$I_{\text{выпр. макс.}}$ А	$U_{\text{обр. макс.}}$ В	$U_0$ , В	$I_0$ , мкА	$r_{\text{пр}}$ , Ом	$r_{\text{обр}}$ , МОм
Д302	1	200	0,29	0	0,185	0,15
2Д202Н	1	400	0,68	0	0,450	93
Д215	5	200	0,66	0,6	0,350	26
Д7	0,3	350	0,30	350	1,20	1,3
КД102	0,1	50	0,42	0	580	10
ГТ109В, переход база — коллектор	$1 \cdot 10^{-3}$	10	0,14	0,8	225	10

в качестве диода. Измерения проводились при температуре 20°C для группы из пяти — десяти диодов, и определялись средние арифметические значения параметров. Для первых четырех диодов в табл. 3-7 измерения проводились при  $I_{\text{пр}} \approx 0,3 \div 0,4$  А и  $U_{\text{обр}} \approx 50$  В, а для диода КД102 и транзистора — при  $I_{\text{пр}} \approx 0,1$  мА и  $U_{\text{обр}} \approx 10 \div 30$  В. Параметры аппроксимации зависят от значений  $I_{\text{пр}}$  и  $U_{\text{обр}}$ .

В табл. 3-8 для примера приведены расчетные значения оптимального числа параллельных диодов и потерь в выпрямителе при  $I_n = 1$  А;  $U_n = 25$  В ( $P_n = 25$  Вт). Расчетное значение  $n_{\text{опт}}$  округлялось до ближайшего меньшего целого числа. Потери приведены при различных значениях  $n$ . Если  $n \neq n_{\text{опт}}$ , то потери вычислялись по (3-31).

Таблица 3-8

Тип диода	$n_{\text{опт}}$	$I_{\text{опт}}$ мА	$P_d$ , Вт			$P_{d, \text{мин}}$ Вт. $n = n_{\text{опт}}$	$\frac{P_{d, \text{ин}}}{P_n}$ %
			$n = 1$	$n = 2$	$n = 10$		
Д302	3	300	0,49	0,42	—	0,40	1,60
2Д202Н	130	7,7	1,13	0,91	0,73	0,69	2,76
Д215	50	20	1,01	0,84	0,70	0,67	2,68
Д7Е		140	—	0,94	—	0,605	2,42

Из табл. 3-8 видно, что практически часто можно ограничиться значительно меньшим числом параллельных диодов, чем рассчитанное по (3-32). В данном примере минимальные потери будут при применении германиевого диода Д302, причем параллельное соединение диодов существенного эффекта не дает.

Необходимо отметить, что данные табл. 3-7 и 3-8 имеют в основном иллюстративный характер, так как приведенные значения параметров определялись при сравнительно малом числе диодов в группе, а главное потому, что при изменении  $n$  изменяется режим работы диода и меняются параметры  $U_0$  и  $r_{\text{пр}}$ , что не учитывалось при расчете. В общем случае можно применить метод последовательных приближений: после определения числа параллельно включенных диодов уточнить параметры диодов  $U_0$ ,  $I_0$ ,  $r_{\text{пр}}$ ,  $r_{\text{обр}}$  и провести новый расчет.

Таким образом, основная задача при проектировании выпрямительного узла состоит в выборе оптимального типа германиевого диода и решении вопроса о рациональном числе параллельных диодов. При токах до 1 мА рекомендуется применять в качестве диода переход база — коллектор германиевых транзисторов типа ГТ109.

### 3-4. Расчет транзисторного узла преобразователя

Потери в транзисторах состоят из статических потерь в открытом и закрытом состоянии и динамических потерь в процессе переключения.

Поставим задачу минимизации статических потерь, пользуясь мгновенными значениями токов и напряжений, что удобно при их прямоугольной форме. Уменьшать статические потери можно путем параллельного

соединения транзисторов. Надо отметить, что применение бескорпусных транзисторов позволяет сохранить малые габариты и даже повысить надежность преобразователя, поскольку в базовой и эмиттерной цепях включаются предохранители, отключающие вышедшие из строя транзисторы [Л. 48].

Суммарные статические потери в двух транзисторных ключах преобразователя, один из которых открыт, а другой закрыт (см. рис. 1-4,б);

$$P_T = U_{\text{эк.н}} I_1 + U_{\text{эб.н}} I_2 + U_{\text{эк.з}} I_{\text{к.з}} + U_{\text{эб.з}} I_{\text{б.з}} = \\ = (U_{\text{эк.н}} + U_{\text{эб.н}}/k) I_1 + U_{\text{эк.з}} I_{\text{к.з}} + U_{\text{эб.з}} I_{\text{б.з}}, \quad (3-34)$$

где  $I_1$  — ток первичной полуобмотки трансформатора, равный току коллектора открытого транзистора;  $I_2$  — ток вторичной обмотки трансформатора, равный току базы открытого транзистора и равный току нагрузки в схемах с обратной связью по току;  $U_{\text{эк.н}}$  — напряжение на переходе эмиттер — коллектор открытого (насыщенного) транзистора;  $U_{\text{эб.н}}$  — напряжение на переходе эмиттер — база открытого (насыщенного) транзистора;  $U_{\text{эк.з}}$  — напряжение на переходе эмиттер — коллектор закрытого транзистора (обычно  $U_{\text{эк.з}} \approx 2U_1$ );  $U_{\text{эб.з}}$  — напряжение на переходе эмиттер — база закрытого транзистора;  $I_{\text{к.з}}$  — ток коллектора закрытого транзистора;  $I_{\text{б.з}}$  — ток базы закрытого транзистора;  $k = I_1/I_2$  — коэффициент, равный отношению тока коллектора к току базы.

Токи  $I_1$  и  $I_2$  определяются не транзистором, а внешней схемой. При этом соотношение между первичным и вторичным токами трансформатора определяет отношение токов в коллекторе и базе насыщенного транзистора (см. рис. 1-4,б)

$$k = I_1/I_2 = I_{\text{к}}/I_{\text{б}} \quad (3-35)$$

и, следовательно, определяет значение степени насыщения транзистора (1-4)

$$N = BI_{\text{б}}/I_{\text{к}} = B/k. \quad (3-36)$$

Коэффициент  $k$  связан в схеме рис. 1-4,б с коэффициентом преобразования (1-27)

$$k = k_{\text{н}}/\eta - 1. \quad (3-37)$$

При параллельном соединении  $n$  одинаковых транзисторов уменьшаются напряжения  $U_{\text{эк.н}}(n)$  и  $U_{\text{эб.н}}(n)$  и уменьшаются потери в открытом ключе, так как падают токи отдельного транзистора  $I_{\text{к}} = I_1/n$  и  $I_{\text{б}} = I_2/n$ ,

но увеличиваются потери в закрытом ключе, так как увеличиваются суммарные токи закрытых транзисторов  $nI_{к.з}$  и  $nI_{б.з}$ . Это и обуславливает наличие оптимального значения  $n$ , при котором статические потери минимальны.

Потери при  $n$  параллельных транзисторах

$$P_T = U_{эк.н}(n)I_1 + U_{эб.н}(n)I_2 + \\ + n(U_{эк}I_{к.з} + U_{эб}I_{б.з}). \quad (3-38)$$

Для напряжений  $U_{эк.н}$  и  $U_{эб.н}$  нет простых аналитических выражений, которые позволили бы точно рассчитать потери и минимизировать их.

Для нахождения оптимального числа  $n$  можно применить следующий прием [Л. 52]: на основе экспериментальных данных для данного типа транзистора строится зависимость  $P_T/I_K = f(I_K)$  при заданных значениях напряжений  $U_{эк}$  и  $U_{эб}$ . Эта функция имеет минимум при токе коллектора  $I_{к.опт}$ , что позволяет определить оптимальное число параллельных транзисторов данного типа при заданных напряжениях и суммарном коллекторном токе  $I_1$ :

$$n_{опт} = I_1 / I_{к.опт}. \quad (3-39)$$

Ниже приводится графоаналитический метод минимизации потерь транзисторного узла. Для этого строятся зависимости

$$U_{эк.н} + U_{эб.н}/k = f(I_K) \quad (3-40)$$

для различных значений  $k$ . Эти характеристики весьма близки к прямым и для различных  $k$  ложатся на графиках весьма компактной группой, поскольку с ростом  $k$  увеличивается  $U_{эк.н}$  и падает  $U_{эб.н}$  (например, рис. 3-8).

Применим для этих кривых аналитическую кусочно-линейную аппроксимацию, аналогичную аппроксимации вольт-амперной характеристики диодов:

$$U_{Т.н} = U_{эк.н} + U_{эб.н}/k = E_0 + r_T I_K, \quad (3-41)$$

где  $U_{Т.н}$  — эквивалентное падение напряжения на насыщенном транзисторе, представленном двухполюсником;  $r_T$  — дифференциальное сопротивление линеаризованной эквивалентной вольт-амперной характеристики (3-40);  $E_0$  — напряжение, соответствующее точке пересечения оси напряжений и линеаризованной характеристики (3-40).

С учетом (3-41) уравнение (3-38) примет вид:

$$P_T(n) = E_0 I_1 + (I_1^2/n) r_T + n(U_{ЭК} I_{К.З} + U_{ЭБ} I_{Б.З}). \quad (3-42)$$

Продифференцировав (3-42) по  $n$  и приравняв производную нулю, получим выражение для оптимального числа параллельных транзисторов

$$n_{\text{опт}} = I_1 \sqrt{r_T / (U_{ЭК} I_{К.З} + U_{ЭБ} I_{Б.З})} = I_1 / I_{\text{опт}}, \quad (3-43)$$

где  $I_{\text{опт}} = \sqrt{(U_{ЭК} I_{К.З} + U_{ЭБ} I_{Б.З}) / r_T}$  — оптимальный ток коллектора транзистора.

Подставив  $n_{\text{опт}}$  из (3-43) в (3-42), найдем минимальное значение потерь в транзисторном узле, которого можно достичь параллельным соединением транзисторов:

$$P_{T.\text{мин}} = E_0 I_1 + 2 I_1 \sqrt{r_T (U_{ЭК} I_{К.З} + U_{ЭБ} I_{Б.З})}. \quad (3-44)$$

Зная параметры транзисторов  $E_0$ ,  $r_T$ ,  $I_{К.З}$ ,  $I_{Б.З}$ , можно рассчитать по (3-42) потери при любом значении  $n$ .

Вольт-амперные характеристики наиболее употребительных транзисторов приведены на рис. 3-6—3-16.

Параметры аппроксимации  $E_0$  и  $r_T$  приведены в табл. 3-9.

Таблица 3-9

Тип тран- зистора	$I_{К.\text{макс}}$ , А	$U_{ЭК.\text{макс}}$ , В	$U_{ЭБ.\text{макс}}$ , В	$U_{КБ.\text{макс}}$ , В	$E_0$ , В	$r_T$ , Ом
П210В, <i>p-n-p</i>	12	40	25	65	0,08—0,10	0,07
ГТ403И, <i>p-n-p</i>	1,25	60	20	80	0,07—0,09	0,3—0,4
2Т803А, <i>n-p-n</i>	10	60	4	64	0,21—0,25	0,18—0,21

В табл. 3-10 приведены значения токов  $I_{К.З}$  и  $I_{Б.З}$  транзисторов в режиме  $U_{ЭК}=3$  В;  $U_{ЭБ}=4,5$  В; оптимального числа параллельных транзисторов и статических потерь в транзисторном узле при различных значениях  $n$  для преобразователя с входным напряжением 1,5 В, мощностью 5 Вт, суммарным током коллекторов  $I_1=3,17$  А и  $k=20$ .

Таблица 3-10

Тип тран- зистора	$I_{к.з'}$ мкА	$I_{б.з'}$ мА	$I_{опт'}$ мА	$n_{опт}$	$P_T$ , Вт			$P_{T. мин'}$ $n = n_{опт}$ , Вт.
					$n = 1$	$n = 3$	$n = 5$	
П210В	110	0,16	120	24	0,99	—	0,43	0,340
ГТ403И	13	0,018	18	176	—	—	0,95	0,292
2Т803А	0,6	20	670	4	2,79	1,67	—	1,58

Из табл. 3-10 видно, что наименьших потерь можно достичь с транзисторами ГТ403И, однако это требует параллельного включения громадного числа транзисторов. Функция потерь от числа  $n$  имеет очень пологий минимум, и практически приходится применять значительно меньшее число параллельно соединенных транзисторов, чем  $n_{опт}$ . Для П210В, например, включение параллельно 24 транзисторов уменьшает потери в 2,9 раза, а включение параллельно только пяти транзисторов уменьшает потери уже в 2,24 раза по сравнению с потерями при одном транзисторе. При этом потери в пяти транзисторах П210В только на 47% больше, чем минимальные потери на транзисторах ГТ403И при  $n_{опт} = 176$ , поэтому для данного случая можно рекомендовать применить транзисторы П210В по 5 шт. параллельно.

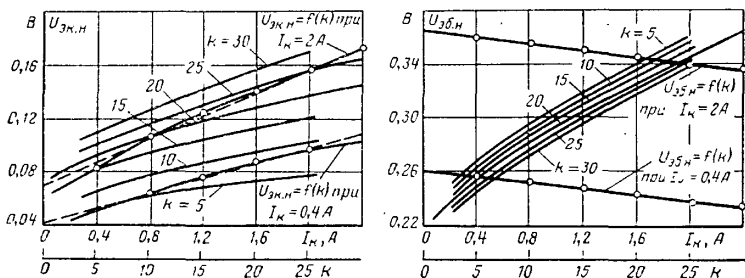


Рис. 3-6. Зависимости межэлектродных напряжений транзистора П210А в режиме насыщения от  $I_{к.}$  и  $k$ .

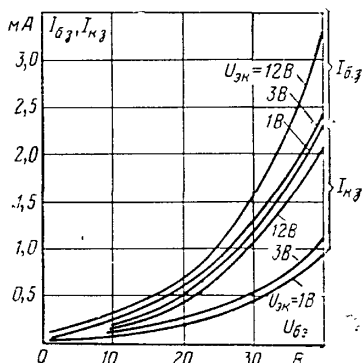


Рис. 3-7. Токи закрытого транзистора П210В.



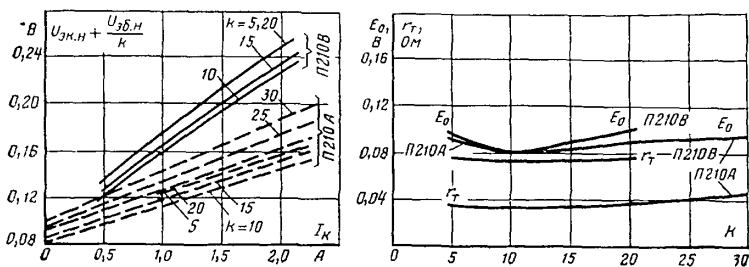


Рис. 3-8. Характеристики транзисторов П210.

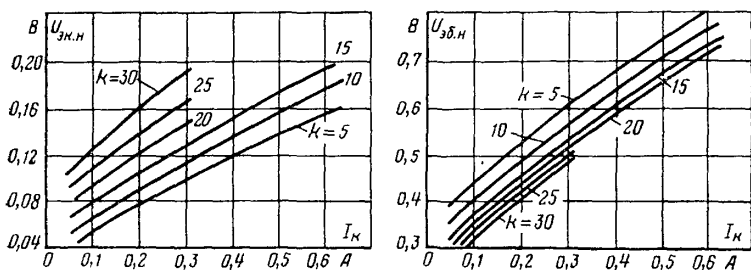


Рис. 3-9. Зависимости межэлектродных напряжений транзистора ГТ403И в режиме насыщения от  $I_K$ .

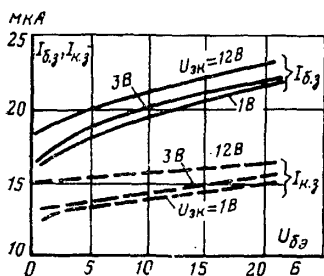


Рис. 3-10. Токи закрытого транзистора ГТ403И.

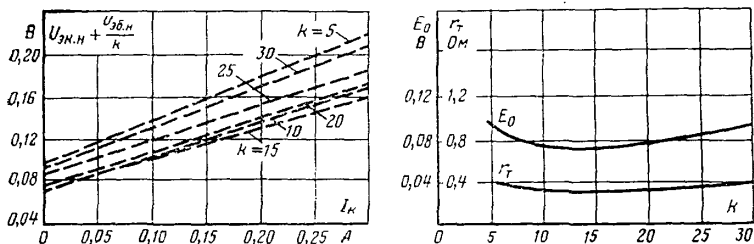


Рис. 3-11. Характеристики транзистора ГТ403И.

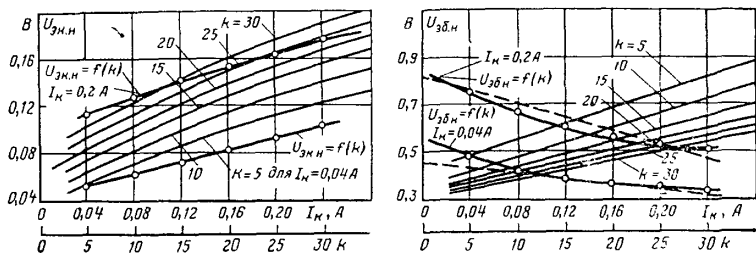


Рис. 3-12. Зависимость межэлектродных напряжений транзистора ГТ402Б в режиме насыщения от  $I_K$ .

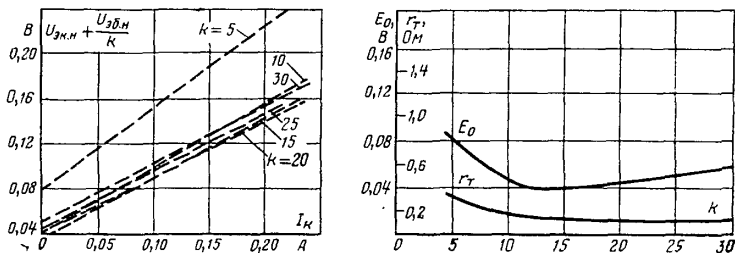


Рис. 3-13. Характеристики транзистора ГТ402Б.

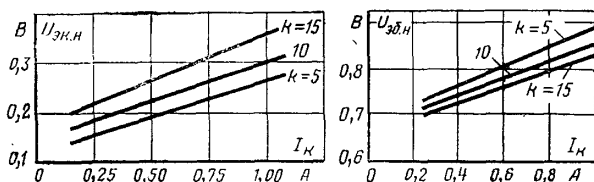


Рис. 3-14. Зависимости межэлектродных напряжений транзистора 2Т803А от  $I_K$ .

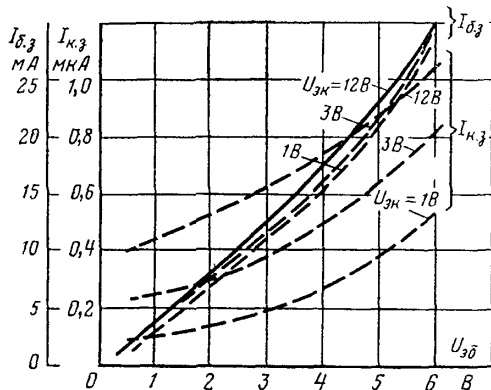


Рис. 3-15. Токи закрытого транзистора 2Т803А.

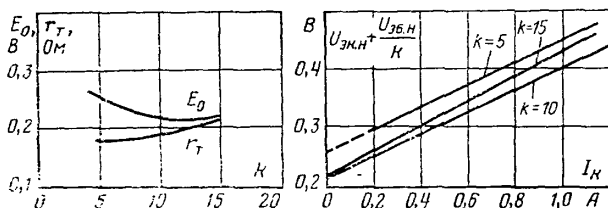


Рис. 3-16. Характеристики транзистора 2Т803А.

Небольшие всплески коллекторного тока и сходство процессов при коммутации транзисторов в описанных схемах преобразователей с обратной связью по току (см. гл. 1) позволяют использовать для расчета коммутационных потерь формулы, выведенные для расчета потерь в схемах с базовой коммутацией [Л. 11], введя коэффициент схемы  $k_{сх}$ , численно равный относительному увеличению коллекторного тока в момент коммутации (рис. 1-7):

$$P_K = 4U_1 I_1 \tau f k_K k_{сх}, \quad (3-45)$$

где  $\tau = 1/2\pi f_\beta$  — среднее время жизни неосновных носителей в области базы;  $f_\beta$  — граничная частота транзистора для схемы с общим эмиттером;  $f$  — частота преобразователя;  $k_K$  — коэффициент коммутационных потерь, зависящий от степени насыщения транзистора  $N$ .

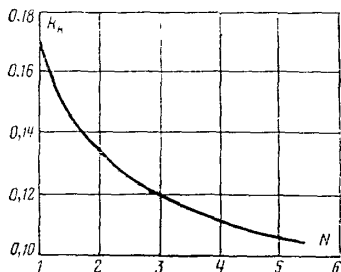


Рис. 3-17. Зависимость коэффициента коммутационных потерь  $k_K$  от степени насыщения  $N$ .

Зависимость  $k_K$  от степени насыщения, рассчитанная по [Л. 50], приведена на рис. 3-17. Формула (3-45) справедлива при условии постоянства входного напряжения преобразователя  $U_1$  во время коммутации, т. е. для схем с емкостным накопителем энергии на входе преобразователя.

Если на входе нет конденсатора, то напряжение на входе преобразователя при работе от термоэлектрического генератора будет увеличиваться до термо-э.д.с. холостого хода из-за уменьшения входного тока преобразователя, поскольку ток во включающемся транзисто-

ре начинает нарастать только после полного выключения выключающегося транзистора. При согласовании нагрузки с термогенератором напряжение холостого хода источника равно  $2U_1$ . Если принять закон изменения входного тока преобразователя во время коммутации линейным, то тогда среднее значение напряжения на входе преобразователя в течение коммутации будет равно  $1,5 U_1$  и формула для подсчета коммутационных потерь будет иметь вид:

$$P_K \approx 5,3 U_1 I_1 \tau f k_K k_{cx}. \quad (3-46)$$

В двухтрансформаторных преобразователях с обратной связью по току (см. рис. 1-14) всплеск коллекторного тока во время коммутации отсутствует, поэтому для этих схем в формулах (3-45) и (3-46) надо полагать  $k_{cx} = 1$  [Л. 50].

Для низкочастотных германиевых транзисторов типов П210 и ГТ403 с  $f_\beta = 10$  кГц при частотах 1000 Гц и ниже и входных напряжениях  $U_1 = 1,5 \div 6$  В статические потери в 4—12 раз превышают коммутационные потери.

Статические потери в высокочастотных кремниевых транзисторах типа 2Т803 (табл. 3-10) в 4,6—5,4 раза превышают статические потери германиевых транзисторов, а коммутационные потери пренебрежимо малы ( $f_\beta = 30$  МГц). В связи с этим при выборе типа транзистора предпочтение следует отдавать низкочастотным германиевым транзисторам, имеющим минимальные статические потери.

Как следует из табл. 3-10, оптимальный ток значительно меньше номинального тока транзисторов, поэтому нагрев транзисторов практически отсутствует и расчеты можно проводить по характеристикам, снятым при рабочей температуре, равной температуре окружающей среды.

В схемах преобразователей с добавочным трансформатором тока типа рис. 1-16 встает задача определения его коэффициента трансформации  $k_T$ , оптимального с точки зрения к. п. д. Если первичная обмотка трансформатора включена в коллекторную цепь, а вторичная замкнута на переход эмиттер — база (см. рис. 1-16, в), то этот коэффициент трансформации будет близок к отношению коллекторного тока к базовому току ( $k_T \approx k = I_K / I_0$ ).

Расчет оптимального значения  $k$  при данном  $I_K = \text{const}$  можно провести аналитически, учитывая, что

характеристики  $U_{\text{эк.н}} = f(k)$  и  $U_{\text{эб.н}} = f(k)$  при этом близки к линейным зависимостям (рис. 3-6 и 3-12):

$$U_{\text{эк.н}} = E_{\text{к0}} + kE'_{\text{к}}; \quad (3-47)$$

$$U_{\text{эб.н}} = U_{\text{б0}} - kU'_{\text{б}}. \quad (3-48)$$

Тогда потери напряжения в транзисторном ключе определяют и потери мощности, которые надо минимизировать:

$$U_{\text{кл}} = U_{\omega 1} + U_{\text{эк}} = \frac{U_{\text{эб}}}{\eta_{\text{тр}} k} + U_{\text{эк}} = E_{\text{к0}} - U'_{\text{б}}/\eta_{\text{тр}} + kE'_{\text{к}} + U_{\text{б0}}/\eta_{\text{тр}} k, \quad (3-49)$$

где  $\eta_{\text{тр}}$  — коэффициент полезного действия трансформатора тока.

Приравняв нулю первую производную  $dU_{\text{кл}}/dk$ , получим уравнение для определения  $k_{\text{опт}}$ :

$$E'_{\text{к}} - U_{\text{б0}}/\eta_{\text{тр}} k^2 = 0, \quad (3-50)$$

решая которое находим:

$$k_{\text{опт}} = \sqrt{U_{\text{б0}}/\eta_{\text{тр}} E'_{\text{к}}}. \quad (3-51)$$

Для оптимального  $k_{\text{опт}}$  минимальное значение  $U_{\text{кл}}$

$$U_{\text{кл. мин}} = E_{\text{к0}} - \frac{U'_{\text{б}}}{\eta_{\text{тр}}} + \left( \frac{1}{\sqrt{\eta_{\text{тр}}}} + \sqrt{\eta_{\text{тр}}} \right) \sqrt{U_{\text{б0}} E'_{\text{к}}}. \quad (3-52)$$

Характерно, что значение  $k_{\text{опт}}$  совпадает со значением  $k$ , при котором суммарные статические потери на переходах эмиттер — коллектор и эмиттер — база достигают минимума.

Преобразователи с обратной связью по току (см. гл. 1) будут иметь наибольший к.п.д. при коэффициентах преобразования напряжения, соответствующих  $k_{\text{опт}}$ .

Таблица 3-11

Тип прибора	Ток коллектора, А	$k_{\text{опт}}$	$E_{\text{к0}}$ , В	$E'_{\text{к}}$ , мВ	$U_{\text{б0}}$ , В	$U'_{\text{б}}$ , мВ
П210	0,4	11	0,04	2,16	0,262	0,87
	2,0	10	0,07	3,66	0,365	0,90
ГТ402	0,04	15	0,045	2,00	0,450	5
	0,20	18	0,110	2,26	0,830	15

В табл. 3-11 приведены значения  $k_{\text{опт}}$  и параметров линеаризации для наиболее употребляемых типов транзисторов. Параметры линеаризации определены по рис. 3-6 и 3-12, где пунктиром показаны линеаризованные участки характеристик (3-47) и (3-48).

Проведенный анализ легко распространяется и на случай включения первичной обмотки трансформатора тока не в коллекторную цепь, а в эмиттерную цепь или в цепь нагрузки путем приведения первичного тока трансформатора к эквивалентному ему коллекторному току.

Необходимо отметить, что оптимальные токи транзисторов сильно зависят от температуры, поскольку с ростом температуры значительно увеличиваются токи утечки, а потери открытого транзистора с изменением температуры изменяются мало. В связи с этим снятие характеристик транзисторов и определение по ним параметров линеаризации (табл. 3-7—3-11) надо производить при рабочих температурах, в которых будет эксплуатироваться преобразователь.

Рекомендуемое параллельное соединение транзисторов приводит к неравномерности распределения тока между отдельными транзисторами, достигающей 30—40%. Однако эта неравномерность не опасна, поскольку транзисторы используются в сильно недогруженном режиме по току (табл. 3-10).

Неравномерное распределение тока между параллельными транзисторами не будет вносить существенную погрешность в расчеты, особенно если в расчеты подставлять усредненные характеристики, снятые для групп параллельно соединенных транзисторов. Кроме того, точность наших расчетов повышает и то обстоятельство, что при включении параллельно  $n$  элементов с проводимостью  $g$  и среднеквадратичным отклонением ее  $\sigma$  суммарная проводимость всех элементов будет равна  $ng$  со среднеквадратичным отклонением  $\sigma_n$ , которое в  $\sqrt{n}$  раз меньше  $\sigma$ .

### **3-5. Некоторые характеристики преобразователей постоянного напряжения с повышенным к. п. д.**

Выходное напряжение радиоизотопных источников электрической энергии лежит в пределах от 0,5 В при мощности в сотни микроватт до 6 В при мощности в десятки ватт и достигает 20—30 В в источниках мощностью в сотни ватт. Для низких напряжений

0,5—1,5 В основная задача преобразователя — это повышение напряжения с минимальными потерями энергии, а при напряжениях 6—30 В преобразователь используется для создания цепей питания нагрузок с гальванической развязкой и с различными уровнями выходного напряжения. В последнем случае преобразователь часто работает с понижением напряжения и схема преобразователя выбирается из схем типа двухтактного преобразователя с обратной связью по напряжению (см. рис. 1-2,а) [Л. 6]. Применение к этим схемам изложенных в § 3-2—3-4 методик расчета трансформатора, диодного и транзисторного узла на максимум к. п. д. позволяет существенно повысить их к. п. д. При низких входных напряжениях 0,5—6 В и при повышении напряжения преобразователем его схема выбирается из схем, приведенных в гл. 1; основным критерием при этом служит коэффициент преобразования по напряжению  $k_u = U_H/U_1$  (§ 1-6).

Выбрав схему преобразователя и зная максимальный объем, который отводится для преобразователя, можно приближенно определить объем, занимаемый трансформатором. Объем трансформатора колеблется от 15% всего объема преобразователя (для преобразователей со сложной схемой, с большим числом полупроводниковых элементов, например, с умножителем напряжения) до 25% (для преобразователей с простейшей полупроводниковой частью из двух диодов и двух транзисторов).

Зная объем и мощность трансформатора, по данным табл. 3-5 можно выбрать частоту и перейти к расчету всего преобразователя. Если же габариты преобразователя и трансформатора не оговариваются, то необходимо выбрать частоту преобразователя, исходя из минимума стоимости системы в целом. Частота в конечном итоге определит габариты трансформатора.

Таким образом, в начале расчета могут быть заданы либо габариты, либо частота. Можно показать, что оба эти случая расчета приводят практически к одинаковым результатам при совпадении одного из этих параметров — частоты или базового размера. Например, если рассчитанное оптимальное значение частоты  $f_{\text{опт2}}$  во втором случае расчета трансформатора — заданы  $B$  и  $a$  (§ 3-2) — совпадает с заданным значением частоты  $f_1$  в первом случае расчета трансформатора — заданы  $B$  и  $f$ , то тогда, подставляя вместо заданной частоты  $f$  выражение для  $f_{\text{опт2}}$  (табл. 3-1) в расчетную формулу для оптимального базового размера  $a_{\text{опт1}}$  первого случая расчета, получаем:

$$a_{\text{опт1}} = a_{\text{опт2}} \sqrt[8]{5\alpha/6}. \quad (3-53)$$

Для крайних значений  $\alpha = 1,3 \div 1,65$ , табл. 3-2) имеем:

$$a_{\text{опт1}} = (1,01 \div 1,04) a_{\text{опт2}}. \quad (3-54)$$

Из (3-54) следует, что с точностью 1—4% при совпадении частот в обоих случаях расчета получим совпадение базовых размеров магнитопроводов трансформаторов. Массы трансформаторов будут отличаться на 2,5—12,5%, однако практически выбор базового размера производится дискретно из стандартного ряда магнитопроводов, и в обоих случаях расчета существенного различия по базовому размеру, массе и к. п. д. может и не быть.

В тех редких случаях, когда габариты (частота) не оговариваются, возникает задача определения на стадии проектирования оптимальных габаритов (частоты) преобразователя.

При уменьшении частоты к. п. д. преобразователя увеличивается за счет уменьшения потерь в трансформаторе и коммутационных потерь в диодах и транзисторах.

Например, для преобразователя с  $U_1=1,5$  В,  $U_H=27,5$  В,  $P_1=1,5$  Вт, транзисторами 4Т403И, магнитопроводами трансформаторов из материала 79НМ-0,05 при уменьшении частоты от 2000 до 200 Гц к. п. д. преобразователя увеличивается примерно на 7% (с 78 до 85%) [Л. 52]. Уменьшение частоты, т. е. увеличение к. п. д. преобразователя, позволяет понизить требуемую мощность, а следовательно, и стоимость радиоизотопного термогенератора (РТГ). Однако при этом возрастают масса и стоимость трансформатора, а следовательно, и преобразователя, вследствие этого при какой-то оптимальной частоте  $f_{\text{опт}}$  (рис. 3-5) их суммарная стоимость будет минимальна.

Для расчета преобразователя необходимо знать зависимость его к. п. д. от мощности и входного напряжения. Как следует из табл. 3-4, максимальный к. п. д. трансформатора увеличивается с ростом мощности. Например, для трансформаторов с магнитопроводом из пермаллоя 79НМ-0,05 при частоте 500 Гц и изменении мощности от 0,1 до 16 Вт к. п. д. увеличивается на 5%. Наибольшее распространение в настоящее время получили РТГ с выходной мощностью 1,0—10,0 Вт [Л. 1, 2]. В этом диапазоне мощностей к. п. д. трансформатора изменяется незначительно (1—2%).

Коэффициент полезного действия транзисторной части преобразователя мало зависит от мощности. Представим максимальный к. п. д. транзисторной части преобразователя в виде

$$\eta_T = 1 - \frac{P_{\text{т. мин}}}{P_1} = 1 - \frac{P_{\text{т. мин}}}{U_1 I_1 (1 + 1/k)}; \quad (3-55)$$

здесь  $P_{\text{т. мин}}$  — потери в транзисторах в оптимальном режиме.

Согласно (3-44) при увеличении мощности транзисторного узла параллельным соединением однотипных транзисторов отношение  $P_{\text{т. мин}}/I_1$  не изменяется при неизменных значениях параметров  $E_0$  и  $r_T$ . Однако параметры эти, как видно из табл. 3-9, изменяются мало.

Аналогично можно показать, что к. п. д. выпрямительной части практически не зависит от мощности.

Таким образом, в рассматриваемом диапазоне мощностей максимальный к. п. д. преобразователя при данном напряжении питания  $U_1$  практически не зависит от мощности.

В табл. 3-12 приведены значения экспериментального и расчетного к. п. д. преобразователей для трех значений входной мощности 1,5; 3; 5 Вт ( $U_1=1,5$  В;  $U_H=27,5$  В; транзисторы П210В,  $f=500$  Гц; материал магнитопровода 79НМ-0,05, схема по рис. 1-8,б).

Таблица 3-12

$P_1$ , Вт	1,5	3,0	5,0
$\eta_{\text{эксп}}$ , %	86,0	86,0	86,0
$\eta_{\text{расч}}$ , %	87,0	87,1	87,5



Коэффициент полезного действия преобразователя существенно зависит от напряжения. Для примера приведем результаты сравнения расчетных и экспериментальных значений к. п. д. серии преобразователей по рис. 1-8,6 одинаковой мощности 1,5 Вт, рассчитанных на максимум к. п. д. при различных входных напряжениях (табл. 3-13). Магнитопроводы трансформаторов выполнены из материала 79НМ-0,05; напряжение на нагрузке 27,5 В; частота 500 Гц; транзисторы П210В. Кроме того, в табл. 3-13 приведены экспериментальные значения к. п. д. преобразователей, рассчитанных по

Таблица 3-13

$U_1$ , В	1,5	2,0	3,0	4,0	5,0	6,0
$\eta_{\text{экср}}, \%$	86,0	90,0	93,0	93,5	94,0	94,5
$\eta_{\text{расч}}, \%$	87,0	90,5	93,5	94,0	94,5	95,0
$\eta_{\text{экср}}, \%$ , обычная методика $\Theta = 50^\circ\text{C}$	69,0	78,0	83,0	87,0	88,0	89,0

обычной методике при превышении температуры  $\Theta = 50^\circ\text{C}$  [Л. 7 и 9]. Для наглядного сопоставления зависимости  $\eta = f(U_1)$  приведены на рис. 3-18.

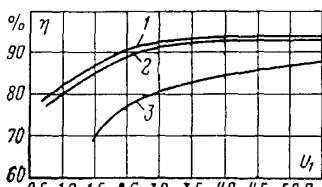


Рис. 3-18. Зависимость к. п. д. преобразователя от входного напряжения  $U_1$  при  $U_n = 27,5$  В.

1 — теоретический к. п. д. преобразователя, рассчитанного на максимум к. п. д.; 2 — экспериментальный к. п. д. преобразователя, рассчитанного на максимум к. п. д.; 3 — экспериментальный к. п. д. преобразователя, рассчитанного по обычной методике при  $\Theta = 50^\circ\text{C}$ .

Наибольшее влияние на к. п. д. преобразователя при низких входных напряжениях оказывают потери мощности в транзисторной части преобразователя (3-55), в результате к. п. д. преобразователя с уменьшением  $U_1$  падает. Современные транзисторы позволяют получать к. п. д. преобразователя 70—75% при входном напряжении 0,5 В. Например, в разработанных малоомощных преобразователях напряжения для РТГ по схеме типа рис. 1-17 со следующими данными [Л. 40]: мощность на выходе 470 мВт; материал магнитопровода — феррит 2000НМ; напряжение  $U_1 = 0,5$  В; напряжение нагрузки 1,5 и 6 В; транзисторы ПТ115 А — к. п. д. был 72—74%. Объем преобразователя около 3,5 см<sup>3</sup>. Такой высокий к. п. д. получен благодаря применению обратной связи по току.

При проектировании следует учитывать диапазон рабочих температур преобразователя. Из-за малых плотностей тока и потерь, а также больших собственных габаритов превышение температуры в преобразователях, рассчитанных на максимум к. п. д., практически отсутствует. При работе преобразователя с изменяющейся температурой окружающей среды расчет следует вести на температуру, наиболее вероятную, поскольку ток закрытого транзистора и опти-

мальные прямые токи диодов и транзисторов (см. § 3-3, 3-4) существенно зависят от температуры.

При изменении температуры от  $-60$  до  $+20^\circ\text{C}$  удельные потери в пермалловых сплавах уменьшаются примерно в 2 раза [Л. 42]. При дальнейшем повышении температуры до  $60^\circ\text{C}$  удельные потери остаются практически постоянными. Потери в меди трансформатора увеличиваются с ростом температуры. В результате суммарные потери в стали и меди трансформатора изменяются мало.

Потери в диодах и потери в открытых транзисторах практически не зависят от температуры, а потери в закрытых транзисторах увеличиваются за счет роста тока закрытого транзистора.

Учитывая все эти факторы, можно следующим образом приблизительно оценить изменение к. п. д. преобразователя от изменения температуры:

$$\Delta\eta(\Theta) \approx \frac{U_{\text{сб}}\Delta I_{\text{б.з}}(\Theta) + U_{\text{эк}}\Delta I_{\text{к.з}}(\Theta)}{P_1}, \quad (3-56)$$

где  $\Theta$  — приращение температуры окружающей среды.

На рис. 3-19 приведены расчетные и экспериментальные зависимости к. п. д. от температуры преобразователя по рис. 1-8,б на транзисторах П210А. Расчет велся по измеренным токам  $I_{\text{к.з}}$  и  $I_{\text{б.з}}$  при  $20^\circ\text{C}$ . Данные преобразователя:  $U_1=1,5$  В;  $U_{\text{н}}=17$  В;  $P_1=1$  Вт; частота 500 Гц; материал магнитопровода 79НМ-0,05; диоды Д302. Из рис. 3-19 видно, что к. п. д. данного преобразователя на германиевых транзисторах при изменении температуры от  $+20$  до  $+60^\circ\text{C}$  уменьшается на 3—4%.

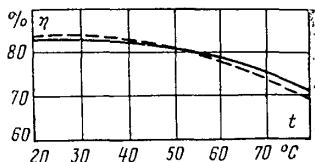


Рис. 3-19. Зависимость к. п. д. преобразователя на транзисторах П210А от температуры.

— эксперимент; — — — расчет.

### 3-6. Расчет преобразователя постоянного напряжения с повышенным к. п. д.

Рассмотрим порядок расчета преобразователя, иллюстрируя его одновременно конкретным примером расчета.

#### 1. Исходные данные

Преобразователь предназначен для повышения выходного напряжения радиоизотопного термоэлектрического генератора.

Входное напряжение преобразователя  $U_1=1,5$  В. Напряжение нагрузки  $U_{\text{н}}=27$  В. Мощность на входе преобразователя  $P_1=5$  Вт. Температура окружающей среды  $t=20^\circ\text{C}$ . Удельная стоимость радиоизотопного генератора 1400 руб/Вт. Срок службы 5 лет. Надежность — вероятность безотказной работы — 0,98.

#### 2. Выбор схемы преобразователя

Основной критерий при выборе схемы преобразователя — коэффициент преобразования напряжения

$$k_{\text{н}} = U_{\text{н}}/U_1 = 27/1,5 = 18.$$

Для  $k_n=18$  согласно рекомендациям § 1-6 выбираем схему однострансформаторного преобразователя с четырьмя диодами, с обратной связью по току и с уменьшенными напряжениями на транзисторах (см. рис. 1-8,б).

### 3. Выбор частоты преобразования и материала магнитопровода

Поскольку габариты преобразователя и трансформатора не ограничиваются, то частота выбирается исходя из минимума стоимости системы — радионизотопный генератор плюс преобразователь. Предварительно должны быть проведены приближенные расчеты и получена кривая типа рис. 3-5, по которой находится оптимальная частота [Л. 52]. Например, из рис. 3-5 по заданной ориентировочной удельной стоимости радионизотопного источника 1400 руб/Вт находим  $f=400$  Гц. Трансформаторы на частоте 400 Гц имеют достаточно малые габариты при сохранении высокого к. п. д. (см. табл. 3-5). Для частоты 400 Гц, как показано в § 3-2, целесообразно применить магнитопровод из пермаллоя 79НМ толщиной 0,05 мм. Форма магнитопровода — тороидальная.

### 4. Выбор типа и числа транзисторов

Входной ток преобразователя

$$I_{вх} = P_1/U_1 = 5/1,5 = 3,33 \text{ А.}$$

Из рис. 3-18 для  $U_1=1,5$  В находим первое приближение для к. п. д. преобразователя  $\eta \approx 0,85$ .

Ток нагрузки преобразователя (суммарный базовый ток)

$$I_n = \eta P_1/U_n = 5 \cdot 0,85/27 = 0,157 \text{ А.}$$

Коллекторный ток транзисторов

$$I_1 = I_{вх} - I_n = 3,33 - 0,157 = 3,17 \text{ А.}$$

Определяем значение коэффициента  $k$  (3-35):

$$k = I_1/I_n = nI_n/nI_0 = 3,17/0,157 = 20.$$

На данном этапе расчета можно с запасом выбрать напряжения насыщенного транзистора

$$U_{эб.н} \approx 0,5 \text{ В; } U_{эк.н} \approx 0,2 \text{ В.}$$

Напряжение  $U_0$  управляющей обмотки  $w_0$  (см. рис. 1-8, б), включенной между базами транзисторов, выбираем равным 4,5 В, что обеспечит запирающее напряжение  $U_{эб}$  на переходе эмиттер — база не менее 4 В:

$$U_{эб} = U_0 - U_{эб.н} \approx 4,5 - 0,5 = 4 \text{ В.}$$

Напряжение эмиттер — коллектор закрытого транзистора равно:

$$U_{эк} = 2U_1 - U_{эк.н} = 2 \cdot 1,5 - 0,2 = 2,8 \text{ В.}$$

Напряжение коллектор — база закрытого транзистора

$$U_{кб} = U_{эб} + U_{эк} = U_0 - U_{эб.н} + 2U_1 - U_{эк.н} = 6,8 \text{ В.}$$

По характеристикам транзисторов в закрытом состоянии (рис. 3-7, 3-10 и 3-15) определяем предварительные токи закрытых транзисторов  $I_{кз}$  и  $I_{бз}$  для  $U_{эк}=3$  В и  $U_{эб}=4$  В.

Пользуясь характеристиками рис. 3-8, находим параметры транзисторов  $E_0$ ,  $r_T$  (табл. 3-9), по (3-44) рассчитываем минимальную

мощность потерь  $P_{т.мин}$  для  $I_1=3,17$  А (табл. 3-10), которую можно получить при параллельном соединении оптимального числа транзисторов  $n_{опт}$ . Значение  $n_{опт}$  рассчитывается по (3-43). Такие расчеты можно проделать для различных типов транзисторов и выбрать наиболее подходящий тип.

Если применять транзисторы, указанные в табл. 3-9 и 3-10, то минимум потерь обеспечивает транзистор 1Т403И, но он требует параллельного включения большого числа транзисторов (176 шт.), что приводит к чрезмерному увеличению габаритов преобразователя, поэтому выбираем транзистор П210, применение которого требует включения меньшего числа транзисторов параллельно (24 шт.). Однако включение 24 транзисторов П210 в плече также приводит к большим габаритам, поэтому проведем расчеты потерь по (3-42) при пяти транзисторах в плече.

Из табл. 3-10 видно, что при пяти транзисторах в плече минимум потерь обеспечивает транзистор П210, который и выбирается для преобразователя. Его предельные напряжения гораздо выше рабочих (табл. 3-9).

### 5. Расчет потерь в транзисторах

После выбора типа и числа параллельных транзисторов производится уточненный подсчет потерь в транзисторах.

Ток коллектора одного транзистора

$$I_k = I_1/n = 3,17/5 = 0,635 \text{ А.}$$

Ток базы одного транзистора

$$I_b = I_n/n = 0,157/5 = 0,0314 \text{ А.}$$

Для данного тока коллектора одного транзистора и для  $k=20$  по рис. 3-6 определяем напряжения насыщенного транзистора  $U_{э.к.н}=0,105$  В;  $U_{э.б.н}=0,265$  В.

Уточняем напряжения на закрытом транзисторе:

$$U_{эб} = U_0 - U_{эб.н} = 4,5 - 0,265 = 4,23 \text{ В;}$$

$$U_{эк} = 2U_1 - U_{э.к.н} = 2 \cdot 1,5 - 0,105 = 2,9 \text{ В.}$$

Токи закрытых транзисторов (в данном диапазоне напряжений они мало зависят от значений напряжений)

$$I_{б.з} = 0,16 \text{ мА и } I_{к.з} = 0,11 \text{ мА (см. рис. 3-7 и табл. 3-10).}$$

Статические потери в транзисторах преобразователя согласно (3-38)

$$P_t = n(U_{э.к.н}I_k + U_{эб.н}I_b + U_{эк}I_{к.з} + U_{эб}I_{б.з}) = 5(0,105 \cdot 0,635 + 0,265 \cdot 0,0315 + 4,235 \cdot 0,16 \cdot 10^{-3} + 0,11 \cdot 10^{-3}) = 0,38 \text{ Вт.}$$

Несколько меньшее значение потерь, рассчитанное по (3-38), по сравнению с рассчитанным по (3-42) при  $n=5$  (см. табл. 3-10) объясняется более точным определением падений напряжения на транзисторных переходах по экспериментальным характеристикам (рис. 3-6).

Коммутационные потери в транзисторах найдем по (3-46) для случая работы преобразователя без конденсатора на его входе.

Транзистор П210 при  $I_k=0,635$  А имеет  $B=40$  [Л. 46], и тогда степень насыщения транзисторов преобразователя согласно (3-36)

$$N = B/k = 40/20 = 2.$$

Из рис. 3-17 для  $N=2$  находим  $k_k \approx 0,13$ .

Для П210 граничная частота  $f_p = 5000$  Гц [Л. 46].

По рис. 1-7 находим относительный всплеск коллекторного тока при коммутации и отсутствии емкости на выходе для  $k=20$ :  $k_{сх} = 1,1$ .

Коммутационные потери для частоты 400 Гц

$$P_k = \frac{5,3 U_1 I_1 f k_k k_{сх}}{2\pi f_p} = \frac{6 \cdot 1,5 \cdot 3,17 \cdot 400 \cdot 1,1 \cdot 0,13}{2\pi \cdot 5000} = 0,046 \text{ Вт.}$$

Полные потери в транзисторах преобразователя

$$P_T + P_k = 0,38 + 0,046 = 0,426 \text{ Вт.}$$

#### 6. Выбор типа диодов и расчет потерь в диодах

Обратные напряжения на диодах преобразователя отличаются существенно — на величину напряжения  $U_0$  (4,5 В) на управляющей обмотке, включенной между базами транзисторов, поэтому при расчете можно принять эти напряжения равными:

$$U_{д.обр} \approx U_H - U_1 = 27 - 1,5 = 25,5 \text{ В.}$$

Средний ток диодов

$$I_d = I_H / 2 = 0,157 / 2 = 0,078 \text{ А.}$$

В § 3-3 отмечалось, что основная задача расчета диодного узла состоит в определении типа диодов. Для  $I_d = 0,078$  А можно использовать любой из первых четырех диодов, указанных в табл. 3-7. Сравним по статическим потерям диоды Д7 и Д302.

По (3-27) рассчитаем прямое падение напряжения, а по (3-28) — обратный ток диодов.

Для диода Д302

$$U_{пр} = U_0 + r_{пр} I_H = 0,29 + 0,157 \cdot 0,18 = 0,318 \text{ В;}$$

$$I_{обр} = I_0 + U_{обр} / r_{обр} = 0 + \frac{25,5}{154 \cdot 10^3} = 0,165 \text{ мА.}$$

Для диода Д7

$$U_{пр} = U_0 + r_{пр} I_H = 0,3 + 0,8 \cdot 0,157 = 0,426 \text{ В;}$$

$$I_{обр} = I_0 + U_{обр} / r_{обр} = 350 \cdot 10^{-6} + \frac{25,5 \cdot 10^{-6}}{1,3} = 0,369 \text{ мА.}$$

Статические потери в диодном узле:

$$P_d = U_{пр} I_H + 2 U_{обр} I_{обр} = 2 \cdot 0,318 \cdot 0,157 + 2 \cdot 25,5 \cdot 0,165 \cdot 10^{-3} = 0,108 \text{ Вт;}$$

из двух диодов Д7Е

$$P_d = 2 \cdot 0,426 \cdot 0,157 + 2 \cdot 25,5 \cdot 0,369 \cdot 10^{-3} = 0,153 \text{ Вт.}$$

Выбираем диоды типа Д302.

Оптимальное число диодов типа Д302 определим по (3-32):

$$n_{опт} = \frac{I_H}{2U_H} \sqrt{r_{пр} r_{обр}} = \frac{0,157}{2 \cdot 25,5} \sqrt{0,18 \cdot 0,154 \cdot 10^6} \approx 0,51.$$

То обстоятельство, что  $n_{\text{опт}} < 1$ , говорит о том, что ток нагрузки меньше оптимального тока диода, и поэтому применять параллельное соединение диодов не требуется, так как включение одного диода обеспечивает минимум потерь.

### 7. Расчет трансформатора

Расчетная вторичная мощность трансформатора .

$$P_2 = \eta P_1 - U_1 I_{\text{н}} = 5 \cdot 0,85 - 1,5 \cdot 0,157 = 4 \text{ Вт.}$$

Из рис. 3-3 определяем для частоты 400 Гц значение оптимальной плотности тока  $\Delta_{\text{опт}} = 0,3 \text{ А/мм}^2$  (первый случай расчета трансформатора).

Из [Л. 5, 7] берем значения необходимых коэффициентов для расчета габаритов магнитопровода трансформатора: коэффициент заполнения окна медью  $k_o = 0,26$ , коэффициент заполнения окна сталью  $k_{\text{ст}} = 0,75$ , индукция насыщения для пермаллоя 79НМ-0,05  $B_s = 0,75 \text{ Т.}$

Из рис. 3-4 берем значение ожидаемого к. п. д. трансформатора  $\eta_{\text{тр}} = 0,975$ .

Для трансформатора с одной расщепленной обмоткой коэффициент увеличения расчетной мощности трансформатора  $1/k_m = 1,2$ .

По основному расчетному уравнению трансформатора (3-6) находим произведение  $S_{\text{ст}} S_{\text{ок}}$  магнитопровода:

$$S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} = \frac{P_2}{2 B \Delta f k_o k_{\text{ст}} \eta_{\text{тр}} k_m} = \\ = \frac{1,2 \cdot 4 \cdot 10^2}{2 \cdot 0,75 \cdot 0,3 \cdot 400 \cdot 0,26 \cdot 0,75 \cdot 0,975} = 14 \text{ см}^4.$$

По параметру  $S_{\text{ст}} S_{\text{ок}}$  выбираем тороидальный магнитопровод 40/56—14, у которого  $D = 56 \text{ мм}$ ;  $d = 40 \text{ мм}$ ;  $b = 14 \text{ мм}$ ;  $S_{\text{ст}} = 1,12 \text{ см}^2$ ;  $S_{\text{ок}} = 12,6 \text{ см}^2$ ;  $S_{\text{ст}} S_{\text{ок}} = 14,1 \text{ см}^4$ .

Число витков первичной обмотки трансформатора

$$w_1 = \frac{U_1 - U_{\text{эк.н}}}{4 B f S_{\text{ст}} k_{\text{ст}}} = \frac{(1,5 - 0,105) \cdot 10^4}{4 \cdot 0,75 \cdot 1,12 \cdot 400 \cdot 0,75} = 13,7 \text{ витков.}$$

Принимаем  $w_1 = 13$ .

Суммарное напряжение вторичных обмоток (1-12)

$$U_0 + U_2 \approx U_{\text{н}} - U_1 = 27 - 1,5 = 25,5 \text{ В.}$$

Суммарное число витков вторичных обмоток

$$w_2 + w_0 = w_1 U_2 / (U_1 - U_{\text{эк.н}}) = 13 \cdot 25,5 / (1,5 - 0,105) = 242.$$

Принимаем  $w_2 + w_0 = 240$ .

Число витков управляющей обмотки, включенной между базами транзисторов,

$$w_0 = (w_0 + w_2) U_0 / (U_0 + U_2) = 4,5 \cdot 240 / 25,5 = 42.$$

Принимаем  $w_0 = 40$ .

Число витков основной вторичной обмотки

$$w_2 = 240 - 40 = 200.$$

Сечение провода первичной обмотки

$$q_1 = I_1 / \sqrt{2} \Delta = 3,17 / \sqrt{2} \cdot 0,3 = 7,5 \text{ мм}^2.$$

Применяем для первичной обмотки прямоугольный провод марки ПЭЛБДО 4,70×1,81, сечением 8,3 мм<sup>2</sup>.

Средняя длина витка первичной обмотки

$$l_1 \approx 6 \text{ см.}$$

Сопротивление первичной обмотки

$$R_1 = \rho \frac{\omega_1 l_1}{q_1} = 0,0175 \cdot \frac{13 \cdot 6 \cdot 10^{-2}}{8,3} = 0,165 \cdot 10^{-2} \text{ Ом.}$$

Падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора

$$U_{w1} = I_1 R_1 = 3,17 \cdot 0,165 \cdot 10^{-2} = 0,52 \cdot 10^{-2} \text{ В.}$$

Потери мощности в первичной обмотке трансформатора

$$P_{M1} = U_{w1} I_1 = 0,52 \cdot 10^{-2} \cdot 3,17 = 1,65 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Сечение провода вторичных обмоток

$$q_2 = I_n / \Delta = 0,157 / 0,3 = 0,52 \text{ мм}^2.$$

Применяем для вторичных обмоток круглый провод марки ПЭВ-2 диаметром 0,86 мм, у которого  $q_2 = 0,58 \text{ мм}^2$ .

Средняя длина витка вторичных обмоток

$$l_2 \approx 10 \text{ см.}$$

Общее сопротивление вторичных обмоток

$$R_2 = \rho \frac{l_2 (\omega_2 + \omega_0)}{q_2} = 0,0175 \cdot \frac{10 \cdot 240 \cdot 10^{-2}}{0,58} = 0,725 \text{ Ом.}$$

Падение напряжения на активном сопротивлении вторичных обмоток трансформатора

$$U_{w2} + U_{w0} = I_n R_2 = 0,157 \cdot 0,725 = 0,114 \text{ В.}$$

Потери мощности во вторичной обмотке трансформатора

$$P_{M2} = (U_{w2} + U_{w0}) I_2 = 0,114 \cdot 0,157 = 0,0179 \text{ Вт.}$$

Потери в меди трансформатора

$$P_M = P_{M1} + P_{M2} = 16,5 \cdot 10^{-3} + 17,9 \cdot 10^{-3} = 34,4 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Потери в стали трансформатора найдем по (3-1) и (3-2) при следующих значениях коэффициентов и параметров [Л. 5, 7]:

$$\gamma = 8,5 \text{ г/см}^3; B_6 = 1 \text{ Т; } f_6 = 1000 \text{ Гц; } k_{ст} = 0,75.$$

Из табл. 3-2 имеем  $p_0 = 4,2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/г; } \beta = 2; \alpha = 1,6.$

Объем стали магнитопровода

$$V_{ст} = \pi (D^2 - d^2) b / 4 = \pi (5,6^2 - 4^2) \cdot 1,4 / 4 = 16,8 \text{ см}^3.$$

Потери в стали трансформатора

$$P_{ст} = p_0 \gamma (B/B_0)^3 (f/f_0)^a k_{ст} V_{ст} =$$

$$= 4,2 \cdot 10^{-3} \cdot 8,5 \left( \frac{0,75}{1} \right)^2 \cdot \left( \frac{400}{1000} \right)^{1,6} \cdot 0,75 \cdot 16,8 = 58 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Полные потери в трансформаторе

$$P_M + P_{ст} = 34,4 \cdot 10^{-3} + 58 \cdot 10^{-3} = 92,4 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Отношение потерь

$$P_{ст}/P_M = 1,68,$$

что близко к оптимальному значению отношения потерь  $5/3 = 1,67$  (табл. 3-1).

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta_{тр} = P_2 / (P_2 + P_M + P_{ст}) = 4 / (4 + 92,4 \cdot 10^{-3}) = 97,7\%.$$

Как видим, рассчитанный здесь к. п. д. трансформатора мало отличается от принятого в начале расчета (97,5%), поэтому уточнять расчет не требуется.

Полные потери в преобразователе

$$\Delta P_{пр} = P_T + P_K + P_D + P_M + P_{ст} = 0,426 + 0,108 + 0,092 = 0,626 \text{ Вт.}$$

Коэффициент полезного действия преобразователя

$$\eta = (P_1 - \Delta P_{пр}) / P_1 = (5 - 0,626) / 5 = 0,875.$$

Надежность преобразователя (вероятность безотказной работы), рассчитанная по методике [Л. 33, 34], при требуемом сроке службы 5 лет равна 0,988.

Таблица 3-14

$I_1, \text{ А}$	1,1	1,4	1,93	2,38	3,0	3,33	4,2	5,4
$U_H, \text{ В}$	28,6	28,5	28,2	28,0	27,8	27,5	27,0	26,5
$I_2, \text{ мА}$	50	64	89,5	111	141	158	200	258
$f, \text{ Гц}$	425	423	420	415	410	405	400	395
$P_1, \text{ Вт}$	1,64	2,10	2,90	3,57	4,50	5,00	6,30	8,10
$P_2, \text{ Вт}$	1,43	1,82	2,52	3,10	3,92	4,35	5,40	6,84
$\eta, \%$	87,2	86,7	86,7	86,7	86,7	87,0	86,0	84,5

В табл. 3-14 приведены результаты испытаний преобразователя, выполненного по данным приведенного расчета, при  $U_1 = 1,5 \text{ В} = \text{const}$  и различной мощности нагрузки.

Как видно, экспериментальное значение к. п. д. близко к расчетному. Кроме того, наглядно видна характерная особенность преобразователей с обратной связью по току нагрузки — незначительное изменение к. п. д. в сравнительно широком диапазоне мощностей.



### 3-7. Некоторые расчетные соотношения для двухтрансформаторных преобразователей с трансформатором тока

Двухтрансформаторные преобразователи (см. рис. 1-14,б; 1-16,а, в) содержат трансформатор тока  $Tr2$ , нагруженный непосредственно на переход эмиттер — база транзистора.

Перемагничивание магнитопровода трансформатора тока осуществляется намагничивающим током, потребляемым из первичной цепи коллектора (см. рис. 1-16,в), либо из цепи нагрузки (см. рис. 1-14,б; 1-16,а), а скорость перемагничивания ограничивается в основном напряжением на эмиттер-базовом переходе транзистора.

Для мгновенных значений тока коллектора  $I_K$  и базы  $I_6$  справедливо равенство (для схемы на рис. 1-16,в)

$$I_K w'_1 = Hl + I_6 w'_2, \quad (3-57)$$

где  $w'_1$  и  $w'_2$  — числа витков соответственно первичной (коллекторной) и вторичной (базовой) полуобмоток трансформатора тока  $Tr2$ ;  $H$  — текущее значение напряженности магнитного поля, соответствующее динамической петле гистерезиса магнитопровода трансформатора;  $l$  — длина силовой линии магнитопровода.

Для пермалловых магнитопроводов в течение полупериода напряженность поля увеличивается незначительно, а в ферритовых магнитопроводах и в выполненных из электротехнической стали напряженность увеличивается в несколько раз.

Ток коллектора  $I_K$  определяется намагничивающим током основного трансформатора  $Tr1$  и приведенным током нагрузки; этот ток в течение полупериода остается практически постоянным.

Из (3-57) получим выражение для тока базы:

$$I_6 = (I_K w'_1 - Hl) / w'_2. \quad (3-58)$$

Параметры трансформатора тока должны быть такими, чтобы соблюдалось равенство

$$I_K / I_6 = k_{\text{опт}}, \quad (3-59)$$

где  $k_{\text{опт}}$  определяется по (3-51).

При этом потери в транзисторе будут минимальными. Оптимальный с точки зрения к. п. д. коэффициент трансформации трансформатора тока  $k_{т. \text{опт}}$  будет равен:

$$k_{т. \text{опт}} = \frac{w'_2}{w'_1} = \frac{I_K w'_2}{Hl + I_K w'_2 / k_{\text{опт}}}. \quad (3-60)$$

При переменном в (3-60) значении напряженности  $H$  необходимо подставлять минимальное значение  $H$ , обеспечивающее минимум наибольшего значения тока базы  $I_6$ .

По мере насыщения магнитопровода происходит увеличение  $H$  и уменьшение базового тока. Интенсивный процесс переключения начинается при уменьшении тока  $I_6$  до граничного значения

$$I_{6. \text{мин}} = I_K / B_1, \quad (3-61)$$

где  $B_1 = I_K / I_6$  при  $U_{кб} = 0$ .

Когда индукция к концу полупериода достигнет своего максимального значения, значение напряженности поля также будет максимальным. Последнее, как следует из (3-57) и (3-61), равно:

$$H_m = \frac{I_K w'_1}{l} \frac{B_1 - k_T}{B_1}. \quad (3-62)$$

Для обмоток трансформатора тока в схеме рис. 1-16, в справедливости уравнения

$$u_1 = I_K R_1 + w'_1 S_{CT} k_{CT} \frac{dB}{dt}; \quad (3-63)$$

$$I_0 R_2 + u_{эб} = w'_2 S_{CT} k_{CT} \frac{dB}{dt}, \quad (3-64)$$

где  $R_1$ ,  $R_2$  — активные сопротивления первичной и вторичной полуобмоток;  $u_1$  — напряжение на первичной полуобмотке  $w'_1$  трансформатора тока.

Выразим напряжение на переходе эмиттер — база  $u_{эб}$  следующим образом:

$$u_{эб} = I_0 (R_э + R_б) + I_K R_э + E_{э0}, \quad (3-65)$$

где  $R_б$ ,  $R_э$  — сопротивления базы и эмиттера открытого транзистора;  $E_{э0}$  — начальное напряжение линейаризованной вольт-амперной характеристики эмиттерного перехода транзистора.

Из (3-64), (3-65) и (3-58) получим:

$$w'_2 S_{CT} k_{CT} \frac{dB}{dt} = I_K \left[ \frac{w'_1}{w'_2} (R_2 + R_б + R_э) + R_{0э} \right] - \frac{Hl}{w'_2} (R_2 + R_б + R_э) + E_{э0}. \quad (3-66)$$

Для случая прямоугольной петли гистерезиса, когда начальное и конечное значения индукции равны индукции насыщения, в течение полупериода колебаний индукция изменяется на  $2B_S$ , а значения напряженности  $H$  и тока  $I_K$  постоянны. В этом случае, интегрируя (3-66) за полупериод, получаем:

$$4f w'_2 S_{CT} k_{CT} B_S = I_K \left[ \frac{w'_1}{w'_2} (R_2 + R_б + R_э) + R_{0э} \right] - \frac{Hl}{w'_2} (R_2 + R_б + R_э) + E_{э0}. \quad (3-67)$$

Из (3-67) следует, что частота автоколебаний преобразователя с насыщающимся трансформатором тока будет увеличиваться с ростом тока (с ростом тока нагрузки). Действительно, в опытных экземплярах преобразователей на транзисторах КТ809А при изменении тока коллектора в 2,5 раза частота автоколебаний увеличивалась на 15—17%.

Напомним, что в однотрансформаторных преобразователях рост тока нагрузки приводит к увеличению напряжения  $u_{эк}$  на открытом транзисторе и к уменьшению напряжения на обмотках трансформатора, что вызывает уменьшение частоты преобразователя.

За счет неизбежного увеличения напряженности  $H$  к концу полупериода скорость перемagnetивания замедляется (3-66), что

приводит к незначительному уменьшению частоты по сравнению с рассчитанной по (3-67).

Для обеспечения высокого к. п. д. двухтрансформаторных схем преобразователей с трансформатором тока необходимо выполнять магнитопровод трансформатора тока из материала с прямоугольной петлей гистерезиса. При этом будет практически постоянное значение напряженности в течение всего полупериода перемагничивания и, следовательно, будет выполняться условие оптимальности коэффициента трансформации трансформатора тока (3-60). В противном случае мгновенное значение мощности потерь в транзисторе может увеличиться в 2—3 раза из-за отклонения от оптимального значения коэффициента  $k$  (3-59).

Отметим, что если самовозбуждение двухтрансформаторных преобразователей по схеме рис. 1-14,б происходит так же легко, как и самовозбуждение однитрансформаторных преобразователей (см. § 1-5), то для преобразователей по схеме рис. 1-16,в в ряде случаев необходимо вводить специальные цепи запуска.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фрадкин Г. М., Кодюков В. М. Радионуклидные источники электрической энергии. М., Атомиздат, 1972. 89 с.
2. Елисеев В. Б., Пятницкий А. П., Сергеев Д. И. Термоэмиссионные преобразователи энергии. М., Атомиздат, 1970. 134 с.
3. Коровин Н. В. Электрохимические генераторы. М., «Энергия», 1974. 207 с.
4. Рогинский В. Ю. Современные источники питания. Л., «Энергия», 1969. 104 с.
5. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М., «Советское радио», 1971. 720 с.
6. Моин В. С., Лаптев Н. Н. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М., «Энергия», 1972. 512 с. ✓
7. Бертинов А. И., Кофман Д. Б. Торoidalные трансформаторы статических преобразователей. М., «Энергия», 1970. 96 с.
8. Орлов В. А. Малогабаритные источники тока. М., Воениздат, 1970. 192 с. ✓
9. Кузьменко М. И., Сиваков А. Р. Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961. 135 с.
10. Источники электропитания на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. С. Д. Додика и Е. И. Гальперина. М., «Советское радио», 1969. 447 с.
11. Ромаш Э. М. Транзисторные преобразователи в устройствах питания радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1975. 179 с.
12. Improvements relating to electrical converters. Pat. № 994808 (Англия).
13. Двухтактный транзисторный конвертор. А. С. № 349065 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 25. Авт.: В. Г. Еременко, А. Б. Апаров, А. К. Красных и др.
14. Динамические потери в преобразователе напряжения с переключающим трансформатором. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского, М., «Связь», 1971, вып. 7, с. 36—43. Авт.: И. К. Васильева, Г. П. Вересов, Р. С. Найфельд, Э. М. Ромаш.
15. Росляков В. В. К вопросу о самовозбуждении двухтактного транзисторного преобразователя напряжения. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение. Под ред. Я. А. Федотова. М., «Советское радио», вып. 12, с. 189—196.
16. Росляков В. В. Анализ переходного процесса при включении и условий самовозбуждения транзисторного преобразователя напряжения, имеющего на выходе выпрямитель с емкостным фильтром. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи. Под ред. И. Ф. Николаевского. М., «Связь», 1968, вып. 2, с. 144—271.

17. Webb E. L. D. c. to d. c. transformer with current feedback. Pat. № 3.348119 (США).

18. Murphy I. E. Transistor convertor circuit. Pat. № 3048764 (США).

19. Апаров А. Б., Еременко В. Г., Шумов М. А. Транзисторный конвертор. А. С. № 399034 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 38.

20. Апаров А. Б., Еременко В. Г. Полумостовой самовозбуждающийся транзисторный конвертор. А. С. № 497693 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 48.

21. Апаров А. Б., Еременко В. Г. Мостовой самовозбуждающийся конвертор. А. С. № 497692 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 48.

22. Еременко В. Г., Апаров А. Б. Преобразователь постоянного напряжения. А. С. № 329635 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1972, № 7.

23. Апаров А. Б., Абашеев Ю. И. Транзисторный конвертор. А. С. № 453776 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 46.

24. Еременко В. Г., Апаров А. Б. Мостовой транзисторный конвертор с бестрансформаторной обратной связью по току. А. С. № 377945 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 18.

25. Еременко В. Г., Апаров А. Б., Красных А. К. Повышающий конвертор. А. С. № 384179 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1973, № 24.

26. Convertisseur de tension continue equipe de deux transistors. Pat. № 1287239 (Франция).

27. Апаров А. Б., Еременко В. Г. Транзисторный конвертор. А. С. № 517115 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1976, № 21.

28. Massey R. P. Systems d'alimentation en energy electrique. Pat. № 1293850 (Франция).

29. Смольников Л. Е. Статический преобразователь мощности. А. С. № 189481 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1966, № 24.

30. Апаров А. Б., Еременко В. Г. Транзисторный конвертор. А. С. № 494828 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1975, № 45.

31. Peareman A. R. Transistor oscillator with current transformer feedback network. Pat. № 2748274 (США).

32. Горюнов Н. Н. Свойства полупроводниковых приборов при длительной работе и хранении. М., «Энергия», 1970. 401 с.

33. Луцкий В. А. Расчет надежности и эффективности радиоэлектронной аппаратуры. Киев, «Наукова думка», 1966. 148 с.

34. Сотсков Б. С. Основы теории и расчета надежности элементов и устройств автоматики и вычислительной техники. М., «Высшая школа», 1970. 270 с.

35. Сборник задач по теории надежности. Под ред. А. М. Половко и И. М. Маликова. М., «Советское радио», 1972. 406 с.

36. Апаров А. Б., Еременко В. Г., Соколов А. И. Резервированный транзисторный конвертор. А. С. № 502456 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1976, № 5.

37. Резервированный транзисторный конвертор. А. С. № 423227 (СССР). Оpubл. в бюл. «Открытия. Изобретения. Пром. образцы. Товарные знаки», 1974, № 13. Авт.: А. Б. Апаров, В. Г. Еременко, И. Я. Малышев и др.

38. Апаров А. Б., Шумов М. А. Расчет транзисторной части преобразователя с повышенным к. п. д. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 102, с. 126—132.

39. Антонов И. М., Сомова Л. Б., Швидченко Н. В. Анализ параллельного соединения полупроводниковых приборов. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев, Институт электродинамики АН УССР, 1975, ч. 5, с. 363—372.

40. Маломощные низковольтные преобразователи напряжения. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев, «Наукова думка», 1975, ч. 4, с. 388—392. Авт.: В. Г. Еременко, А. Б. Апаров, А. Б. Токарев и др.

41. Апаров А. Б., Еременко В. Г. Расчет трансформаторов статических преобразователей на максимальный к. п. д. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев, «Наукова думка», 1975, ч. 6, с. 403—411.

42. Зусман А. И., Мартынова К. Д., Пузей И. М. Температурная зависимость магнитных свойств магнитно-мягких сплавов. — В кн.: Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. М., «Наука», 1972, т. XIV, с. 107—111.

43. Руководство по проектированию элементов и систем автоматики. М., Оборонгиз, 1959. 247 с. Авт.: Д. И. Агейкин, М. А. Балашов, С. П. Колосов и др.

44. Пауль Р. Транзисторы. М., «Советское радио», 1973. 504 с.

45. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1973. 608 с.

46. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. Под ред. Н. Н. Горюнова. М., «Энергия» 1976. 744 с.

47. Сомова Л. Б. Параллельное включение насыщенных транзисторов. — В кн.: Электронная техника в автоматике. М., «Советское радио», 1973, вып. 4, с. 37—42.

48. Конев Ю. И. Транзисторные импульсные устройства. М., «Энергия», 1964. 117 с.

49. Дравович Ю. И., Маслобойщиков В. С., Демиденко Э. В. Минимизация потерь мощности в транзисторах плат-сборок. — В кн.: Современные задачи преобразовательной техники. Киев, Институт электродинамики АН УССР, 1975, ч. 5, с. 344—350.

50. Ловушкин В. Н. Транзисторные преобразователи постоянного напряжения. М., «Энергия», 1967. 112 с.

51. Апаров А. Б., Шумов М. А. Оптимальная геометрия торондальных трансформаторов для преобразователей постоянного напряжения. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 147, с. 44—47.

52. Апаров А. Б. Разработка и исследование низковольтных преобразователей постоянного напряжения с повышенным к. п. д. Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. М., 1973. 28 с. (МЭИ).

53. Преобразователи напряжения повышенной надежности для автономных маломощных источников электроэнергии. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 147, с. 26—29. Авт.: А. Б. Апаров, В. Г. Еременко, Б. В. Захаровский и др.

54. Преобразователи постоянного напряжения с бестрансформаторной обратной связью по току. — «Труды МЭИ», 1972, вып. 147, с. 38—43. Авт.: А. Б. Апаров, В. Г. Еременко, Б. В. Захаровский, М. А. Шумов.

55. Преобразователи низкого постоянного напряжения с повышенным к. п. д. — В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Киев, «Наукова думка», 1973, ч. 4, с. 389—396. Авт.: А. Б. Апаров, В. Г. Еременко, Б. В. Захаровский, А. И. Соколов.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Глава первая. Преобразователи с обратной связью по току нагрузки . . . . .	5
1-1. Общие положения . . . . .	5
1-2. Недостатки преобразователей с обратной связью по напряжению . . . . .	8
1-3. Однотрансформаторные преобразователи с обратной связью по току нагрузки . . . . .	11
1-4. Преобразователи с обратной связью по току с увеличенным коэффициентом преобразования входного напряжения . . . . .	22
1-5. Преобразователи с обратной связью по току и гальванически развязанным входом и выходом . . . . .	31
1-6. Рекомендации по выбору схемы преобразователя . . . . .	34
Глава вторая. Вопросы надежности преобразователей напряжения с обратной связью по току . . . . .	36
2-1. Общие положения . . . . .	36
2-2. Аварийные режимы в однотрансформаторных преобразователях с обратной связью по току . . . . .	38
2-3. Преобразователи с обратной связью по току повышенной надежности . . . . .	42
Глава третья. Расчет преобразователей с повышенным к. п. д. . . . .	47
3-1. Общие положения . . . . .	47
3-2. Расчет трансформатора на максимальный к. п. д. . . . .	48
3-3. Расчет выпрямителей статических преобразователей . . . . .	63
3-4. Расчет транзисторного узла преобразователя . . . . .	67
3-5. Некоторые характеристики преобразователей постоянного напряжения с повышенным к. п. д. . . . .	77
3-6. Расчет преобразователя постоянного напряжения с повышенным к. п. д. . . . .	81
3-7. Некоторые расчетные соотношения для двухтрансформаторных преобразователей с трансформатором тока . . . . .	88
Список литературы . . . . .	91



*Адриан Борисович Анапов*  
*Владимир Григорьевич Еременко*  
*Иосиф Борисович Негневицкий*

**Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии**

Редактор Б. Н. И в а н ч у к  
Редактор издательства Л. А. Р е ш м и н а  
Обложка художника А. А. И в а н о в а  
Технический редактор М. П. О с и п о в а  
Корректор Г. А. П о л о н с к а я

ИБ № 887

Сдано в набор 20.02.78	Подписано к печати 28.04.78	Т-08098
Формат 84×108 <sup>1</sup> / <sub>32</sub>	Бумага типографская № 2	Гарн. шрифта литературная
Печать высокая	Усл. печ. л. 5,04	Уч.-изд. л. 5,37
Тираж 15 000 экз.	Зак. 561	Цена 25 к.

Издательство «Энергия», 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10  
Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.